

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR SÉRIE RESSONANTE

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

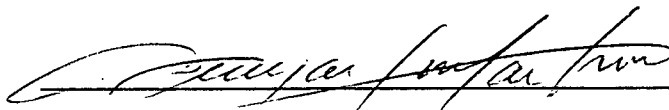
VICENTE MARIANO CANALLI

FLORIANÓPOLIS, JUNHO DE 1988

# ESTUDO E REALIZAÇÃO DE UM INVERSOR SÉRIE RESSONANTE

VICENTE MARIANO CANALLI

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

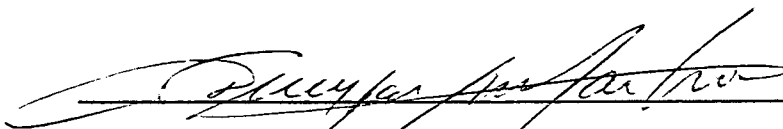


Prof. Denizar Cruz Martins, Dr  
ORIENTADOR

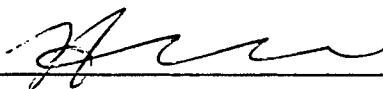


Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica

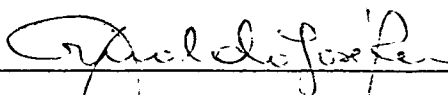
## BANCA EXAMINADORA



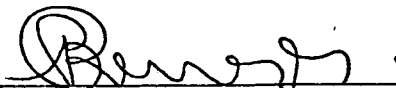
Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



Prof. Benjamin Rodrigues Menezes, Dr. Ing.

## AGRADECIMENTO

Meus sinceros agradecimentos:

- . Aos Professores Arnaldo Perin, Ivo Barbi e Benjamim Rodrigues Menezes, pelas valiosas colaborações prestadas ao trabalho.
- . Ao Orientador da dissertação Professor Denizar Cruz Martins, ao Professor João Assumpção Bastos, a todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da PUCRS, em especial ao Fausto, Tiarajú, Wagner, Telló, Jeanine, Guilherme e Ivo Antonioli.
- . À ICOTRON pelos componentes obtidos através do Engº Mafuz, Professor Antonioli e José Carlos Montim do Departamento de Vendas.
- . À CAPES e aos Professores responsáveis pela Pró-Reitoria de Pós Graduação do PUCRS, Marilena, Irmão Elvo Clemente, Professor Urbano Zilles, pelo apoio e incentivo prestados.
- . Ao Irmão Norberto, Reitor da PUCRS.
- . Aos Colegas e funcionários do LAMEP.
- . Aos meus eternos amigos Ademar de Camargo Bräscher e Raul Mesquita.
- . Ao Marco Aurélio, pelo apoio prestado em laboratório, ao Wilson e Nilton pelas discussões efetuadas.
- . À Marlei pela datilografia, esforço e dedicação e à Rosângela pelo auxílio prestado.
- . À minha irmã, cunhado, pai, mãe (in memoriam), irmãos, e sobrinhos por tudo que fizeram e fazem por mim.
- . Às minhas primas, Tia Lígia e Tila.
- . À minha querida namorada Iriete pela paciência, dedicação e incentivo.

## S U M Á R I O

|   |       |
|---|-------|
| SIMBOLOGIA .....  | iv    |
| RESUMO .....  | xvii  |
| ABSTRACT .....  | xviii |
| INTRODUÇÃO .....  | xix   |
| CAPÍTULO I - ABORDAGEM TEÓRICA DO INVERSOR SÉRIE RES-<br>SONANTE  |       |
| 1.1 - Introdução .....  | 01    |
| 1.2 - O Circuito RLC Série Excitado por um Degrau de Ten-<br>são .....  | 02    |
| 1.3 - O Conversor Ressonante .....  | 05    |
| 1.4 - Etapas de Funcionamento do Conversor Ressonante Sé-<br>rie .....  | 07    |
| 1.5 - Principais Formas de Onda do Inversor Série Ressonan-<br>te .....   | 10    |
| 1.6 - Análise Matemática do Conversor em Regime Permanente. 12  |       |
| 1.6.1 - Introdução .....  | 12    |
| 1.6.2 - Diagrama de Fase Completo do Inversor Série<br>Ressonante .....   | 14    |
| 1.6.3 - Relações Matemáticas Retiradas em um Meio Ci-<br>clo para Funcionamento em uma Trajetória de<br>Equilíbrio de Condução Contínua ..... | 25    |
| 1.7 - Conclusão .....   | 84    |



## CAPÍTULO II - ESCOLHA DO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA

|  |     |
|--|-----|
| 2.1 - Introdução .....   | 85  |
| 2.2 - Estrutura Tradicional do Inversor Série Ressonante<br>Empregando Tiristores e Operando com $f_s < f_0$ ..... | 86  |
| 2.3 - Inversor Série Ressonante com Transistores e Operan-<br>do com $f_s < f_0$ .....                             | 86  |
| 2.4 - Estudo Envolvendo o Teorema da Dualidade .....   | 89  |
| 2.4.1 - Dualidade de Circuitos .....   | 90  |
| 2.4.2 - Dualidade de Interruptores Estáticos .....   | 93  |
| 2.4.3 - A Implementação do Tiristor Dual .....   | 97  |
| 2.4.4 - Breve Comentário sobre a Dualidade de Conver-<br>sores Estáticos .....                                     | 99  |
| 2.4.5 - Utilização do Tiristor Dual no Inversor Sé-<br>rie Ressonante .....  | 100 |
| 2.5 - Conclusão .....  | 102 |

## CAPÍTULO III - PROJETO DA ESTRUTURA DE UM CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE

|  |     |
|--|-----|
| 3.1 - Introdução .....   | 103 |
| 3.2 - Definição dos Parâmetros para Projeto de Estrutura ..                            | 103 |
| 3.3 - Escolha do "q" de Trabalho .....   | 105 |
| 3.4 - Definição do Circuito LC Intermediário .....                                     | 106 |
| 3.5 - Projeto do Transformador e Escolha do Núcleo de Fer-<br>rite .....               | 110 |
| 3.6 - Definição dos Transistores de Potência, Corrente de<br>Base e Dissipadores ..... | 114 |
| 3.7 - Escolha dos Diodos em Anti-Paralelo com o Transistor.                            | 119 |
| 3.8 - Escolha e Cálculo Térmico dos Diodos da Ponte Retifi-<br>cadora .....            | 121 |
| 3.9 - Dimensionamento dos Capacitores de Ajuda à Comutação.                            | 123 |

|  |     |
|--|-----|
| 3.10 - Dimensionamento dos Capacitores Divisores de Tensão .....   | 124 |
| 3.11 - Esquema da Estrutura Projetada com Valores Comerciais ..... | 125 |
| 3.12 - Conclusão .....   | 126 |

#### CAPÍTULO IV - DEFINIÇÃO E PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO

|  |     |
|--|-----|
| 4.1 - Introdução .....   | 127 |
| 4.2 - Descrição do Circuito de Comando do Inversor .....                         | 127 |
| 4.3 - Filosofia de Projeto .....   | 129 |
| 4.4 - Determinação do Comando do Tiristor Dual .....                             | 129 |
| 4.4.1 - Análise para Determinação do Circuito de Disparo do Tiristor Dual .....  | 131 |
| 4.4.2 - Análise para Determinação do Circuito de Bloqueio do Tiristor Dual ..... | 136 |
| 4.4.3 - Análise para Determinação do Disjuntor Eletrônico do Tiristor Dual ..... | 138 |
| 4.5 - O Gerador de Onda Quadrada .....   | 140 |
| 4.6 - O Transformador de Pulso do Comando .....                                  | 145 |
| 4.7 - Estágio Amplificador de Corrente .....                                     | 147 |
| 4.8 - Escolha do Capacitor Anti-Saturação do Transformador de Pulso .....        | 148 |
| 4.9 - Esquema Completo do Comando do Conversor Série Ressonante ..               | 149 |
| 4.10 - Conclusão .....   | 151 |

#### CAPÍTULO V - RESULTADOS OBTIDOS

|  |     |
|--|-----|
| 5.1 - Introdução .....                               | 152 |
| 5.2 - Implementação do Protótipo .....               | 152 |
| 5.3 - Resultados Obtidos a Partir do Protótipo ..... | 155 |

|  |     |
|--|-----|
| 5.4 - Algumas Considerações sobre o Funcionamento do In- |     |
| versor .....   | 165 |
| 5.5 - O Comando de Base .....                            | 168 |
| 5.6 - Comparações Efetuadas entre Simulação, Resultados  |     |
| Matemáticos e Resultados Práticos .....                  | 169 |
| 5.7 - Rendimento .....                                   | 171 |
| 5.8 - Conclusão .....                                    | 172 |
| <br>   |     |
| CONCLUSÃO GERAL .....                                    | 173 |
| <br>   |     |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....                         | 176 |
| <br>   |     |
| APÊNDICE .....   | 180 |

## S I M B O L O G I A

|             |   |
|-------------|---|
| $A_e$       | - Área efetiva da perna central do núcleo do transformador  |
| AG          | - Gap de ar necessário para evitar a saturação do núcleo do transformador durante o pico máximo de corrente |
| $\alpha$    | - Coeficiente de amortecimento ou frequência neperiana  |
| $\alpha_2$  | - Relação entre os capacitores C e $\gamma$   |
| $A_N$       | - Secção da janela do núcleo do transformador   |
| $A_0$       | - Designação de "amplificador operacional"  |
| b           | - Corrente média na bateria parametrizada   |
| $B_{op}$    | - Densidade máxima do fluxo de operação do transformador  |
| $B_{su}$    | - Valor de indução máxima utilizado no cálculo do Gap de ar do transformador                                |
| $\beta F_n$ | - Ganho forçado do transistor "n"   |
| C           | - Capacitor do circuito LC intermediário da estrutura   |
| C           | - Capacitor equivalente da associação de C e $\gamma$ em série  |
| CAC         | - Capacitor de ajuda à comutação do tiristor dual   |
| $CAC_n$     | - Capacitor de ajuda à comutação "n" do tiristor dual   |

|            |  |
|------------|--|
| CBC        | - Capacitância base-coletor do transistor  |
| CDT        | - Capacitor divisor de tensão da estrutura                                       |
| $CDT_n$    | - Capacitor divisor de tensão "n"  |
| $C_s$      | - Capacitor de anti-saturação do transformador de pulso                          |
| $C_y$      | - Capacitor de auxílio à comutação do tiristor dual                              |
| d          | - Diâmetro do indutor  |
| $\Delta B$ | - Excursão de fluxo para materiais n27 ou IP8                                    |
| $\Delta t$ | - Intervalo de comutação   |
| $\Delta V$ | - Queda de tensão sobre o capacitor CDT  |
| DRL        | - Diodo em anti-paralelo com o transistor no tiristor dual (diodo de roda livre) |
| E          | - Tensão no primário do transformador da estrutura                               |
| e          | - Tensão contínua sobre o capacitor CDT  |
| $e_1$      | - Tensão contínua de alimentação da estrutura                                    |
| $E_N$      | - Energia aplicada a $V_b$ durante a comutação                                   |
| $E_S$      | - Tensão no secundário do transformador de pulso                                 |
| f          | - Frequência   |
| $f_1$      | - Menor frequência de funcionamento do gerador de onda quadrada                  |
| $f_2$      | - Maior frequência de funcionamento do gerador de onda quadrada                  |

|             |  |
|-------------|--|
| $f_{Cu}$    | - Fator de ocupação do cobre na área da janela do transformador  |
| $f_0$       | - frequência de ressonância do circuito LC <u>inter</u> mediário |
| $f_s$       | - Frequência de chaveamento do inversor de tensão                |
| $G$         | - Condutância  |
| $\gamma$    | - Capacitor equivalente ao paralelo dos dois CAC da estrutura    |
| $I_1$       | - Corrente durante a comutação de $TR_1$ para $D_2$              |
| $I_2$       | - Corrente durante a comutação de $TR_1$ para $D_1$              |
| $I_B, I_b$  | - Corrente de base do transistor                                 |
| $IB_n$      | - Corrente de base do transistor "n"                             |
| $I_{Bpn}^T$ | - Corrente de base do transistor de potência $T_p$ número "n"    |
| $I_{bTR_n}$ | - Corrente de base do transistor $Tr$ número "n"                 |
| $I_C$       | - Corrente no capacitor ressonante                               |
| $IC$        | - Corrente contínua no coletor do transistor                     |
| $I_C$       | - Corrente de coletor do transistor                              |
| $ICAC$      | - Corrente no capacitor CAC                                      |
| $ICAC_n$    | - Corrente no capacitor CAC número "n"                           |
| $I_{CDT}$   | - Corrente no capacitor divisor de tensão                        |

|                       |  |
|-----------------------|--|
| $I_{CDT_p}$           | - Corrente de pico no capacitor divisor de tensão                                  |
| $I_{Cef}$             | - Corrente eficaz no capacitor C   |
| $I_{Cn}$              | - Corrente de coletor no transistor "n"  |
| $I_{C_p}$             | - Corrente de pico no capacitor ressonante   |
| $I_{Cpico}$           | - Corrente de pico no transistor   |
| $i_C(t)$              | - Corrente instantânea no capacitor C  |
| $I_{Def}$             | - Corrente eficaz nos diodos em anti-paralelo com o transistor no tiristor dual    |
| $I_{Dmed}$            | - Corrente média nos diodos em anti-paralelo com o transistor no tiristor dual     |
| $I_{Dn}$              | - Corrente direta no diodo "n"   |
| $I_{Dnef}$            | - Corrente eficaz no diodo "n" em anti-paralelo com o transistor no tiristor dual  |
| $ID_{n'jp}$           | - Corrente de pico nos diodos retificadores ou de roda livre "n" e "j"             |
| $iD_{n'j}^{RET_{ef}}$ | - Corrente eficaz nos diodos retificadores "n" e "j"                               |
| $ID_{nmed}$           | - Corrente média no diodo "n" em anti-paralelo com o transistor no tiristor dual   |
| $ID_{np}$             | - Corrente de pico no diodo "n" em anti-paralelo com o transistor do tiristor dual |
| $iD_n(t)$             | - Corrente instantânea no diodo de número "n"                                      |
| $I_{DP}$              | - Corrente de pico nos diodos em anti-paralelo com o transistor no "tiristor dual" |

|                               |  |
|-------------------------------|--|
| $IDRET_{ef}$ , $ID_{Retef}$   | - Corrente eficaz nos diodos retificadores da ponte completa da estrutura                          |
| $IDRET_{med}$ , $ID_{Retmed}$ | - Corrente média nos diodos retificadores da ponte completa da estrutura                           |
| $IDRET_p$ , $ID_{Retp}$       | - Corrente de pico nos diodos retificadores da ponte completa da estrutura                         |
| $I_{e_1}$                     | - Corrente de alimentação da estrutura   |
| $I_{ef}$                      | - Corrente eficaz  |
| $I_F$                         | - Corrente direta instantânea no diodo   |
| $IFAV$                        | - Valor máximo absoluto de corrente contínua direta para as especificações de catálogo de um diodo |
| $IFSM$                        | - Corrente direta de surto de um diodo   |
| $I_i$                         | - Corrente inicial no capacitor do circuito elementar  |
| $IL$                          | - Corrente no indutor do circuito LC interme_<br>diário  |
| $IL_{ef}$                     | - Corrente eficaz no indutor do circuito LC intermediário  |
| $I_{med}$                     | - Corrente média   |
| $I_{PRIMEf}$                  | - Corrente eficaz no primário do transformador da estrutura  |
| $I_{PRIMP}$                   | - Corrente de pico no primário do transforma-<br>dor de estrutura                                  |



|                |  |
|----------------|--|
| $I_r, I_R$     | - Corrente no circuito LC intermediário (corrente ressonante)  |
| $I_{R_{bn}}$   | - Corrente no resistor de base número "n"                      |
| $i_{rms}$      | - Corrente eficaz  |
| $I_{R_n}$      | - Corrente no resistor "n"                                     |
| $I_{r_p}$      | - Corrente de pico no circuito LC intermediário                |
| $I_{SEcef}$    | - Corrente eficaz no secundário do transformador da estrutura  |
| $I_{SECp}$     | - Corrente de pico no secundário do transformador da estrutura |
| $I_{ST}$       | - Corrente no secundário do transformador de pulso do comando  |
| $i(t)$         | - Corrente instantânea   |
| $i_{Tp}$       | - Corrente no transistor de potência                           |
| $I_{Tpn}$      | - Corrente no transistor "n"                                   |
| $I_{TR}$       | - Corrente no transistor                                       |
| $I_{TR_{ef}}$  | - Corrente eficaz no transistor do tiristor dual               |
| $I_{TR_{med}}$ | - Corrente média no transistor do tiristor dual                |
| $I_{TR_{nef}}$ | - Corrente eficaz no transistor "n" do tiristor dual           |

|              |   |
|--------------|---|
| $ITR_{nmed}$ | - Corrente média no transistor "n" do tiristor dual                 |
| $ITR_{n p}$  | - Corrente de pico no transistor $TR_n$                             |
| $ITR_n(t)$   | - Corrente instantânea no transistor $TR_n$                         |
| $ITR_p$      | - Corrente de pico no transistor do tiristor dual                   |
| $IVb$        | - Corrente na bateria $Vb$ da estrutura                             |
| $IVbef$      | - Corrente eficaz na bateria $Vb$ da estrutura                      |
| $IVbmed$     | - Corrente média na bateria $Vb$ da estrutura                       |
| $K$          | - Relação entre $\theta$ e $\theta^*$                               |
| $L$          | - Indutor do circuito LC intermediário do inversor                  |
| $\ell$       | - Comprimento dos cabos de interligação da estrutura à bateria $Vb$ |
| $\ell_1$     | - Comprimento da bobina do indutor                                  |
| $\mu$        | - Permeabilidade em H/m do núcleo do transformador                  |
| $\mu_0$      | - Permissividade do vácuo   |
| $N$          | - Número de espiras do indutor $L$                                  |
| $\eta$       | - Rendimento da estrutura   |
| $N_p$        | - Número de espiras do primário do transformador da estrutura       |

|                |   |
|----------------|---|
| $N_S$          | - Número de espiras do secundário do transformador da estrutura |
| $N_{SP}$       | - Número de espiras do secundário do transformador de pulso     |
| $P$            | - Potência média entregue à bateria $V_b$                       |
| $P_{DT_2}$     | - Potência média dissipada no transistor $T_2$                  |
| $P_e$          | - Potência de entrada da estrutura                              |
| $PF$           | - Potência de pico dissipada no sentido direto do diodo         |
| $PFAV$         | - Potência média dissipada no sentido direto do diodo           |
| $P_n$          | - Potenciômetro "n"   |
| $PR_{Cn}$      | - Potência dissipada no resistor de coletor "n"                 |
| $P_s$          | - Potência de saída da estrutura                                |
| $Q$            | - Fator de qualidade  |
| $q$            | - Relação entre $ E $ e $e$                                     |
| $R_1$          | - Módulo de $R_1(t)$  |
| $\vec{R}_1(t)$ | - Fasor que representa a condução de $TR_1$ no plano de fase    |
| $R_2$          | - Módulo de $\vec{R}_1(t)$                                      |
| $\vec{R}_2(t)$ | - Fasor que representa a condução de $D_2$ no plano de fase     |

|              |   |
|--------------|---|
| $R_3$        | - Módulo do fasor que representa a condução de $TR_2$ |
| $R_4$        | - Módulo do fasor que representa a condução de $D_1$  |
| $R_{bat}$    | - Resistência série do banco de baterias $V_b$        |
| $R_{bn}$     | - Resistência de base "n"                             |
| $R_{Cn}$     | - Resistência de coletor "n"                          |
| $r_f$        | - Resistência de polarização direta do diodo          |
| $R_n$        | - Resistência "n"                                     |
| $\rho$       | - Resistividade volumétrica em $\Omega.m$             |
| $R_{th(ca)}$ | - Resistência térmica cápsula-ambiente                |
| $R_{th(ch)}$ | - Resistência térmica de contato cápsula-dissipador   |
| $R_{th(ja)}$ | - Resistência térmica junção-ambiente                 |
| $R_{th(jc)}$ | - Resistência térmica junção-cápsula                  |
| $R_{th(ha)}$ | - Resistência térmica dissipador-ambiente             |
| $S$          | - Densidade de corrente                               |
| $SCR_n$      | - Tiristor "n"  |
| $t$          | - Tempo   |
| $T_{amb}$    | - Temperatura ambiente                                |
| $T_{case}$   | - Temperatura da Cápsula                              |

|                   |  |
|-------------------|--|
| $T_D$             | - Tempo de condução do diodo do tiristor dual em um semi-ciclo de funcionamento do conver <u>sor</u> |
| $T_T$             | - Tempo de condução do transistor do tiristor dual em um semi-ciclo de funcionamento                 |
| $TVJ (^{\circ}C)$ | - Temperatura de operação da junção  |
| $V_1$             | - Tensão no capacitor C no início da comutação de $TR_1$ para $D_2$                                  |
| $V_2$             | - Tensão no capacitor C no início da comutação de $TR_2$ para $D_1$                                  |
| $V_{ab}$          | - Tensão na saída do inversor de tensão da estrutura   |
| $V_b$             | - Tensão da bateria da estrutura do inversor série ressonante  |
| $V_{BE}$          | - Tensão contínua base-emissor   |
| $V_{BE} T_{Pn}$   | - Tensão contínua base-emissor do transistor $T_p "n"$   |
| $V_{BETR_n}$      | - Tensão contínua base-emissor do transistor $TR "n"$  |
| $V_{C_3}$         | - Máxima tensão positiva sobre o capacitor C   |
| $V_{CC}$          | - Tensão de alimentação do gerador de onda quadrada  |
| $V_{CDT}$         | - Tensão sobre o capacitor divisor de tensão   |
| $V_{CE}$          | - Tensão Coletor-Emissor do Transistor   |

|                    |  |
|--------------------|--|
| $V_{CEsat}$        | - Tensão de saturação coletor-emissor com $I_C$ e $I_B$ especificados                  |
| $V_{CEsat}^{TR_n}$ | - $V_{CEsat}$ do transistor TR "n"   |
| $V_{CE}^{TR_n}$    | - Tensão $V_{CE}$ do transistor TR "n"   |
| $V_{Cf}$           | - Tensão sobre o capacitor $C$ no final da comutação                                   |
| $V_{CF}$           | - Tensão sobre o capacitor CDT após meio ciclo de funcionamento do inversor            |
| $V_{C0}$           | - Máxima tensão positiva no capacitor $C$  |
| $V_{Co}$           | - Tensão sobre o capacitor CDT no início de um semi-ciclo de funcionamento do inversor |
| $V_{C0}$           | - Tensão sobre o capacitor $C$ no início da comutação                                  |
| $V_C(t)$           | - Tensão instantânea sobre o capacitor $C$   |
| $V_f$              | - Tensão no capacitor $C$ no final da comutação  |
| $V_\gamma$         | - Tensão sobre o capacitor $\gamma$  |
| $V_i$              | - Tensão inicial do capacitor do circuito elementar                                    |
| $V_0$              | - Tensão no capacitor $C$ no início da comutação                                       |
| $V_p$              | - Tensão no primário do transformador da estrutura                                     |
| $V_{REV}^{D_n}$    | - Tensão reversa sobre o diodo $D_n$   |

|                 |   |
|-----------------|---|
| $V_{RRM}$       | - Tensão reversa de pico repetitiva   |
| $V_{RRMD_n}$    | - Tensão reversa de pico repetitiva do diodo $D_n$  |
| $V_{RSM}$       | - Tensão reversa de pico não repetitiva   |
| $V_{(t_o)}$     | - Queda de tensão em condução direta  |
| $V_{(t_o)} D_n$ | - Queda de tensão em condução direta do diodo $D_n$   |
| $V_{T_P}$       | - Tensão no transistor de potência  |
| $w$             | - Frequência de oscilação do circuito LC básico   |
| $w_o$           | - Frequência natural não amortecida durante a condução do diodo ou transistor do tiristor dual          |
| $w_R$           | - Frequência natural não amortecida durante a comutação   |
| $x$             | - Abscissa parametrizada para simplificação do diagrama de fase envolvendo a condução de $TR_1$ e $D_2$ |
| $x^*$           | - Abscissa parametrizada para simplificação do diagrama de fase envolvendo a comutação                  |
| $x_1$           | - Profundidade de penetração  |
| $X_C$           | - Reatância capacitiva do capacitor do disjuntor eletrônico no disparo do "tiristor dual"               |
| $x_f$           | - Abscissa parametrizada para o diagrama de fase completo no final da comutação                         |

- $x_f^*$  - Abscissa parametrizada no final da comutação para o diagrama de fase da comutação
- $x_i$  - Abscissa parametrizada equidistante de  $x_0$  e  $x_f$  durante a comutação para o diagrama de fase completo
- $x_M$  - Tensão  $V_{C0}$  parametrizada
- $x_0$  - Abscissa parametrizada para o diagrama de fase completo no início da comutação
- $x_0^*$  - Abscissa parametrizada no início da comutação para o diagrama de fase da comutação
- $y$  - Ordenada parametrizada para simplificação do diagrama de fase envolvendo a condução de  $TR_1$  e  $D_2$
- $y^*$  - Ordenada parametrizada para simplificação do diagrama de fase envolvendo a comutação
- $y_f$  - Ordenada correspondente a  $x_f$
- $y_f^*$  - Ordenada correspondente a  $x_f^*$
- $y_{\text{médio}}$  - Corrente média na bateria  $V_b$  parametrizada
- $y_0$  - Ordenada correspondente a  $x_0$
- $y_0^*$  - Ordenada correspondente a  $x_0^*$
- $z_d$  - Impedância para simplificação do comando



## R E S U M O

Este trabalho apresenta o estudo e projeto de um inversor série-ressonante-operando em alta freqüência e em al  
ta-tensão.

Estudos foram desenvolvidos para operação do sis  
tema com freqüência de chaveamento acima da freqüência de res  
sonância. Foram obtidos ábacos para facilitar o projeto do con  
versor.

Como interruptores de potência foram empregados tiristores  
duais, permitindo a operação em comutação natural,  
aumentando o rendimento da montagem.

Os estudos analíticos foram comprovados através  
da realização de um protótipo de laboratório.

## A B S T R A C T

The present work presents the study and design of serial resonant inverter operating at high-frequency and at high-tension.

Studies have been developed to operate the system with key frequency above the resonant frequency. Abacuses have been obtained to facilitate conversor design.

Dual thyristors have been employed as power interruptors, allowing for a natural commuting operation and increasing assembly profit.

Analytical studies have been verified through the making of a laboratory prototype.

## I N T R O D U Ç Ã O

O presente trabalho é uma síntese dos resultados obtidos a partir de um estudo com realização de protótipo de um inversor série ressonante operando com frequência de chaveamento acima da frequência de ressonância do circuito LC intermediário.

O constante incremento da utilização do inversor série ressonante na área aeroespacial deve-se às vantagens por ele oferecidas, quando se trabalha com grandes potências e altas frequências. A sua utilização em altas-frequências reduz a dimensão dos indutores, capacitores e transformadores, aumentando a relação potência/peso do inversor. Com o auxílio dos princípios de ressonância a comutação dos interruptores é natural, melhorando sensivelmente o rendimento do inversor quando se trabalha em alta-frequência.

Cinco Capítulos são destinados ao estudo do inversor série ressonante.

No Capítulo I uma análise matemática da estrutura é realizada com base em uma revisão teórica, nas principais formas de onda e nas etapas de funcionamento do inversor. São traçados ábacos de interesse no estudo e dimensionamento da estrutura.

No Capítulo II apresenta-se os inconvenientes da utilização dos semicondutores de potência convencionais no inversor série ressonante. Com base em uma análise e aplicação das regras da dualidade, são salientados os motivos e as vantagens da utilização do "Tiristor Dual" como interruptor de potência.

A seguir, no Capítulo III, define-se os dados de projeto e dimensiona-se a estrutura de potência, utilizando os âbacos do Capítulo I.

O circuito de comando do conversor envolvendo o dimensionamento, diagrama de blocos e uma análise pormenorizada do "Tiristor Dual" são apresentados no Capítulo IV.

No Capítulo V são comentados e analisados os principais resultados obtidos através de um protótipo de laboratório. Os valores de pico da corrente e tensão no capacitor do circuito LC intermediário, obtidos a partir de simulação e da análise matemática, são comparados com os resultados práticos.

## C A P Í T U L O    I

### ABORDAGEM TEÓRICA DO INVERSOR SÉRIE RESSONANTE

#### 1.1 - Introdução

Neste Capítulo pretende-se inicialmente apresentar os fundamentos básicos necessários a análise teórica do inversor série ressonante, partindo-se do estudo de um circuito RLC série simples excitado por um degrau de tensão. Após estabelecidas as equações básicas ao estudo, o inversor série ressonante é apresentado sob a forma de um conversor DC-DC série ressonante. Cabe salientar que as denominações inversor e conversor dependem do ponto de vista sob o qual a carga é considerada. Na sequência é efetuada uma descrição completa do funcionamento do conversor com a análise das principais etapas. As formas de onda mais importantes do inversor são estabelecidas de acordo com as etapas de funcionamento. Com algumas simplificações, um estudo matemático do conversor é realizado, com o objetivo de determinar uma série de grandezas físicas parametrizadas necessárias ao dimensionamento e estudo da estrutura. Obtém-se o diagrama de fase completo do inversor, relacionando-se ainda, algumas trajetórias de equilíbrio. A análise completa é feita com base em meio ciclo de uma trajetória de equilíbrio genérica. Todas as grandezas físicas parametrizadas são plotadas em ábacos.

## 1.2 - O Circuito RLC Série Excitado por um Degrau de Tensão

A presença simultânea de uma indutância e uma capacitância em um circuito, dá origem a um sistema de segunda ordem (caracterizado por uma equação diferencial linear com uma derivada segunda). Portanto o comportamento do circuito da Figura 1.1 é descrito através de uma equação diferencial de segundo grau.

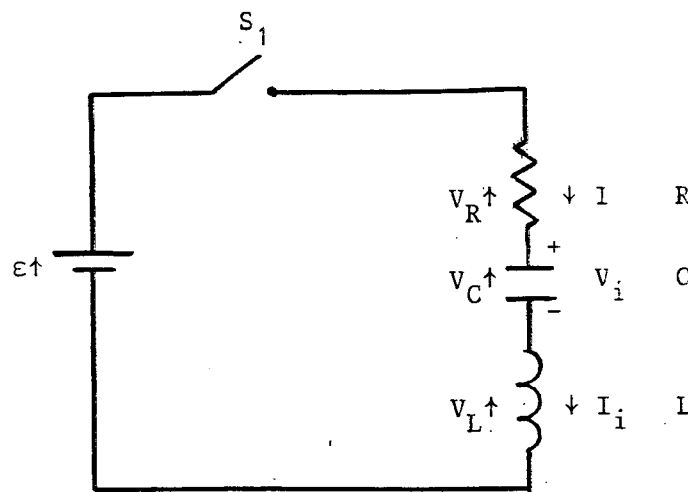


Figura 1.1 - Circuito RLC Série Simples.

O inversor série ressonante em estudo será analisado com base na solução dessa equação diferencial e nas condições iniciais impostas em cada sequência de funcionamento.

A equação do circuito RLC com o fechamento súbito do interruptor  $S_1$  é obtida igualando-se a soma das tensões nos componentes do circuito à força eletromotriz  $\underline{\varepsilon}$  aplicada:

$$V_R + V_L + V_C = \varepsilon \quad (1.1)$$

$$RI(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t I(t) dt = \varepsilon \quad (1.2)$$

Derivando (1.2) em relação ao tempo encontra-se a equação diferencial:

$$R \frac{dI(t)}{dt} + L \frac{d^2 I(t)}{dt^2} + \frac{1}{C} I(t) = \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (1.3)$$

A solução clássica, da equação do circuito em regime periódico amortecido para as condições iniciais  $V_i$  e  $I_i$  [1] é expressa por:

$$I(t) = \frac{(\varepsilon - V_i)}{wL} e^{-\alpha t} \sin wt - \frac{I_i w_0}{w} e^{-\alpha t} \sin (wt - \phi) \quad (1.4)$$

$$V_C(t) = \varepsilon - (\varepsilon - V_i) \frac{w_0}{w} e^{-\alpha t} \sin (wt + \varepsilon) + \frac{I_i}{wC} e^{-\alpha t} \sin wt \quad (1.5)$$

Onde é definida a frequência natural não amortecida

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.6)$$

o coeficiente de amortecimento ou frequência neperiana,

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (1.7)$$

a frequência de oscilação do sistema

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (1.8)$$

e o ângulo  $\phi$

$$\phi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\alpha} \quad (1.9)$$

Para  $R = 0$  tem-se  $\alpha = 0$ ,  $\phi = 90^\circ$  e a solução simplificada, neste caso, torna-se:

$$I(t) \sqrt{\frac{L}{C}} = (\varepsilon - V_i) \operatorname{sen} \omega t + I_i \sqrt{\frac{L}{C}} \cos \omega t$$

(1.10)

$$V_C(t) = -(\varepsilon - V_i) \cos \omega t + I_i \sqrt{\frac{L}{C}} \operatorname{sen} \omega t + \varepsilon$$

(1.11)

As equações (1.10) e (1.11) só serão válidas para altos valores de  $Q$  ( $Q \geq 10$ ) onde



$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad , \text{ (fator de qualidade)} \quad (1.12)$$

### 1.3 - O Conversor Ressonante

Os conversores DC-DC de maior potência caracterizam-se por um funcionamento simétrico. Através dos anos, grandes melhoras na comutação e rendimento desses conversores foram obtidas pela utilização de um estágio intermediário ressonante de alta frequência. Chegou-se então aos conversores ressonantes (Figura 1.2-b), cujas principais utilizações são [21]:

- . Alimentação de veículos elétricos em estradas de ferro;
- . Aplicações espaciais e navais;
- . Transmissão de potência;
- . Controle de máquinas elétricas;
- . Carregadores de bateria;
- . Processos eletrolíticos industriais.

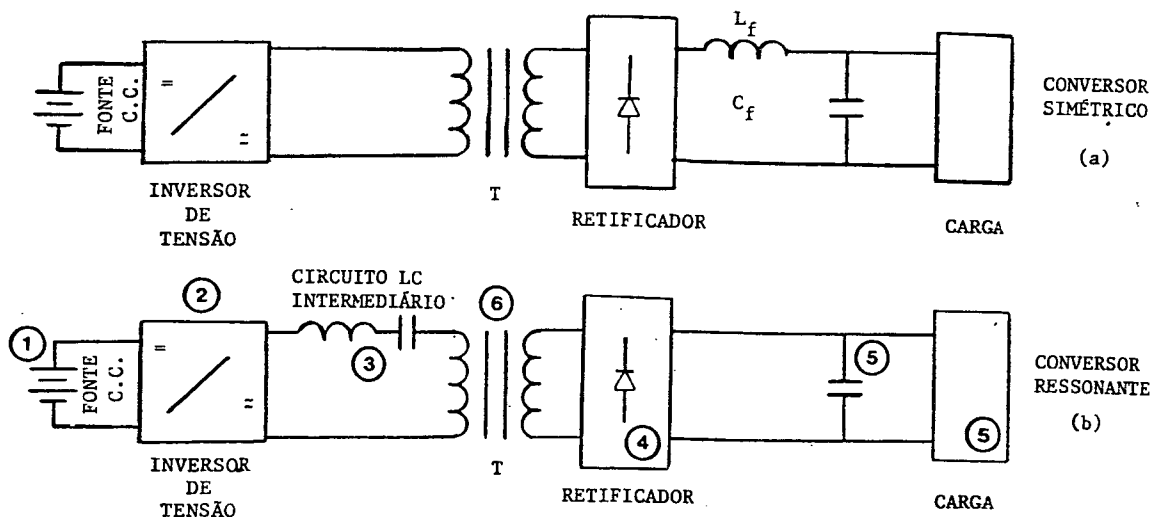


Figura 1.2 - O Conversor Série Ressonante (b) obtido a partir de um Conversor Simétrico (a).

Neste trabalho é estudado e implementado o conversor série ressonante mostrado na Figura 1.3.

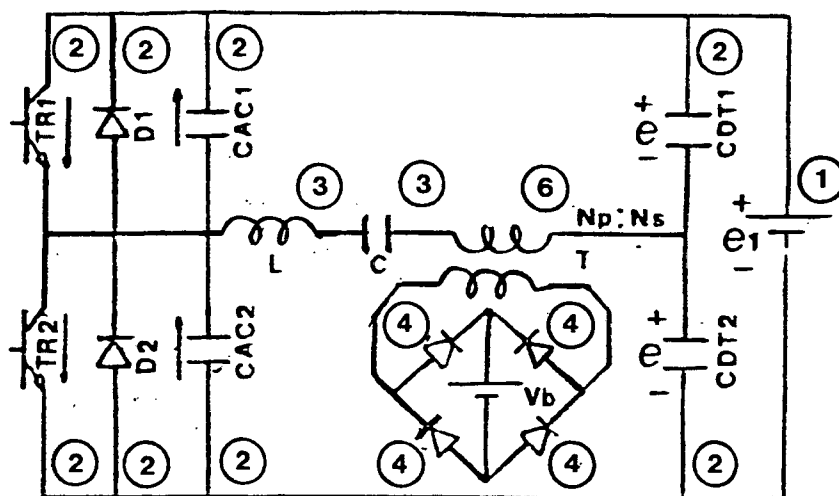


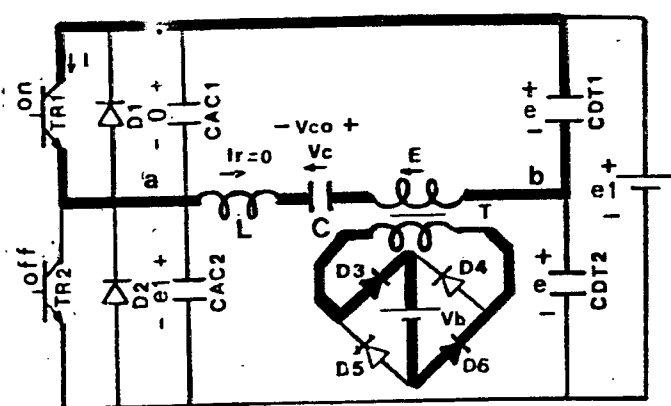
Figura 1.3 - Conversor Série Ressonante.

#### 1.4 - Etapas de Funcionamento do Conversor Ressonante Série

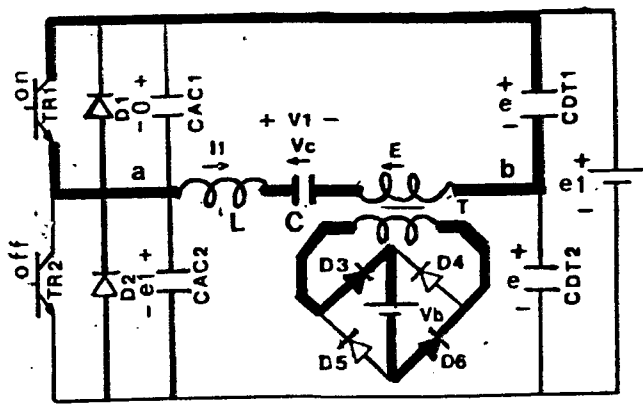
O funcionamento do conversor é descrito através de suas principais etapas visualizadas na Figura 1.4., a razão cíclica de funcionamento é de 50% e a frequência de chaveamento dos transistores ( $f_s$ ) está acima da frequência de ressonância ( $f_0$ ) do circuito LC intermediário.

##### Primeira Etapa:

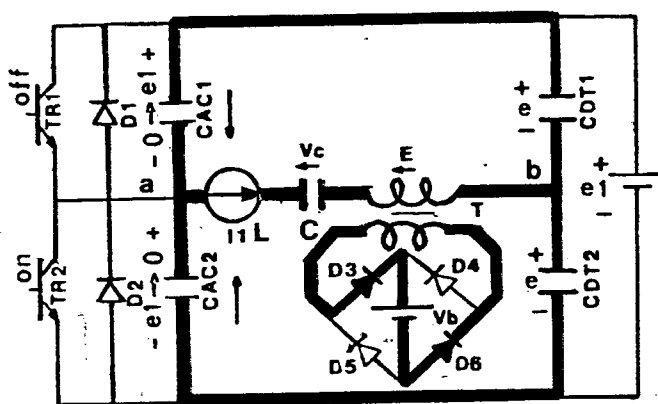
Quando  $TR_1$  é disparado as tensões nos capacitores  $C$ ,  $CAC_1$  e  $CAC_2$  são respectivamente  $-V_{C0}$ , zero e  $e_1$  (Figura 1.4-a). Nesse instante o disparo de  $TR_1$  se efetua com tensão e corrente nulas, sem perdas, sendo dispensado o circuito de ajuda à comutação no disparo. A perda nula colabora de forma a reduzir o tamanho do dissipador dos transistores. Na Figura 1.4-b tem-se as tensões e polaridades resultantes no final da primeira etapa.



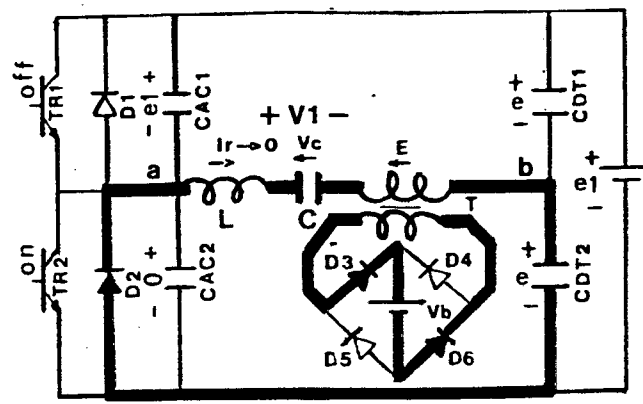
a



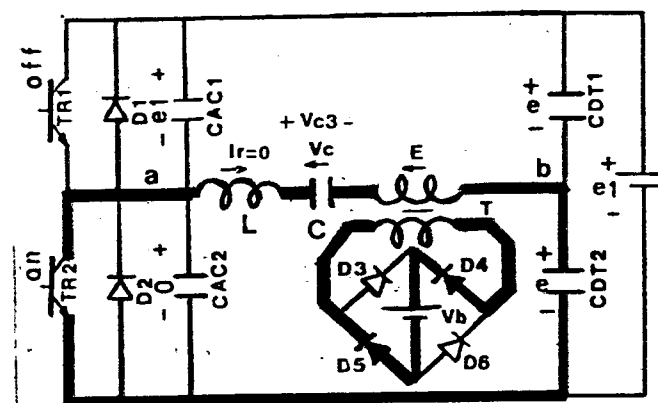
*b*



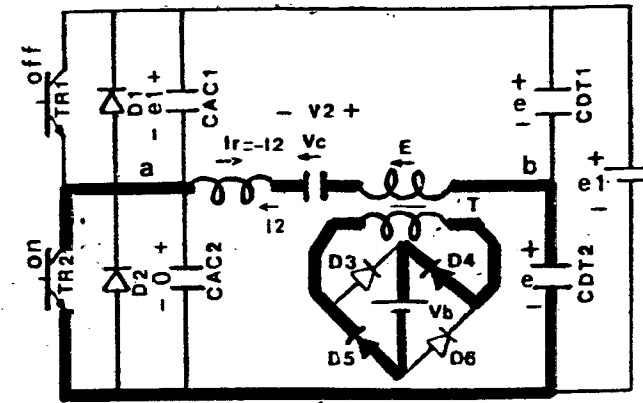
C



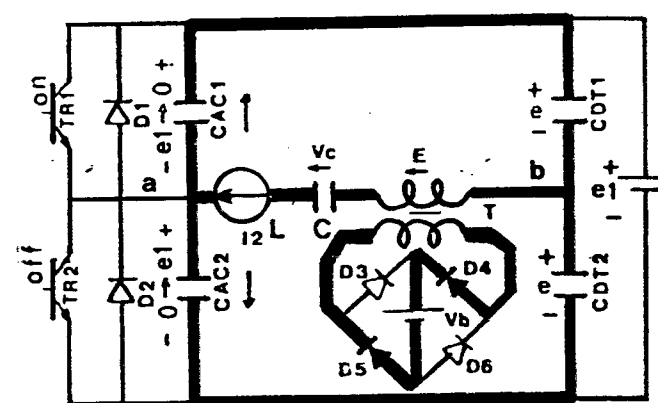
0



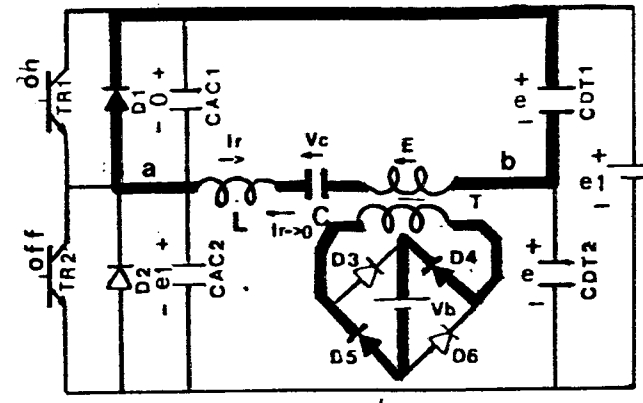
e



f



g



## h

Figura 1.4 - Etapas de Funcionamento do Conversor Série Ressonante.

### Segunda Etapa:

O transistor  $TR_1$  recebe ordem de bloqueio e  $TR_2$  ordem de disparo, o indutor  $L$  mantém  $I_1$  constante (Figura 1.4-C). A corrente do transistor  $TR_1$  é desviada instantaneamente para  $CAC_1$  e  $CAC_2$ . Os capacitores citados são os de ajuda à comutação no bloqueio. Eles formam um auxílio simples à comutação e a energia perdida devido à sua ação é desprezível. O seu dimensionamento é efetuado de maneira que estes atinjam a tensão  $e_1$  e zero, respectivamente. A baixa energia perdida no bloqueio, e o disparo efetuado com tensão e corrente nulas proporcionam alta eficiência ao conversor.

### Terceira Etapa:

O indutor  $L$  mantém a corrente no mesmo sentido. Quando  $VCAC_2$  chega a zero,  $D_2$  entra em condução assumindo a corrente de carga até que essa se anule (Figura 1.4-d).

### Quarta Etapa:

Inicia-se o segundo semiciclo da corrente no circuito ressonante,  $TR_2$  entra em condução ( $VCAC_2 = 0$ ), e a corrente de carga inverte de sentido iniciando nula (Figura 1.4-e). A Figura 1.4-f apresenta a polaridade das tensões e o sentido de corrente no final dessa etapa.

#### Quinta Etapa:

$TR_2$  é bloqueado e sua corrente é instantâneamente desviada para  $CAC_1$  e  $CAC_2$  (Figura 1.4-g). As tensões nos capacitores são  $e_1$  e zero respectivamente. Novamente o indutor  $L$  pode ser representado como uma fonte instantânea de corrente.

#### Sexta Etapa:

Quando  $VCAC_1$  cai a zero e  $VCAC_2$  atinge  $e_1$ ,  $D_1$  entra em condução assumindo a corrente de carga mantida pelo indutor. A corrente de carga evolui até anular-se (Figura 1.4-h). Nota-se que o comportamento nos dois semiciclos é idêntico.

### 1.5 - Principais Formas de Onda do Inversor Série Ressonante

Com base na descrição de funcionamento, a Figura (1.5) apresenta as principais formas de onda do inversor série ressonante.

Observa-se através da forma de onda de  $I_R$  os instantes em que conduzem  $TR_1$ ,  $D_1$ ,  $TR_2$  e  $D_2$ . A área hachurada mostra o intervalo de comutação. O período de chaveamento  $T_S$  também é determinado. A forma de onda  $E$  na saída do inversor de tensão é quadrada. A comutação natural no disparo e a ação dos capacitores  $CAC$  de auxílio à comutação no bloqueio podem ser verificadas através das três últimas formas de onda.

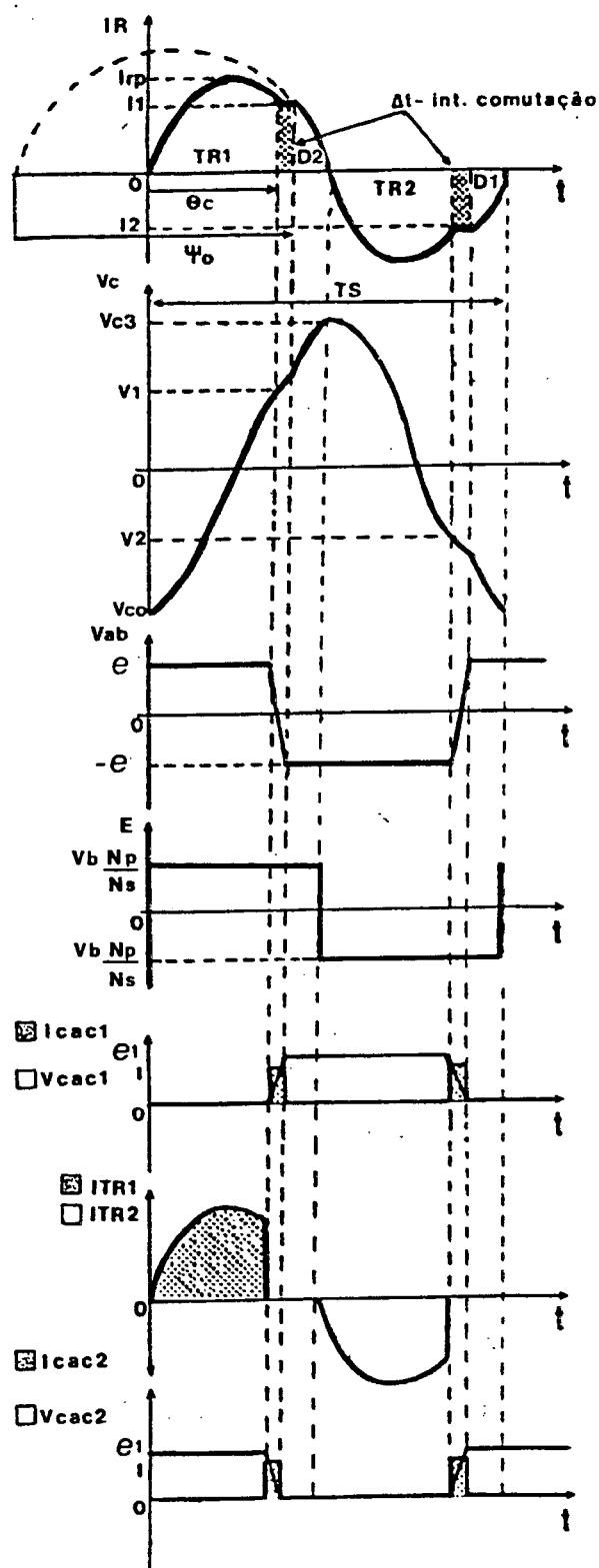


Figura 1.5 - Principais Formas de Onda do Inversor Série Ressonante.

## 1.6 - Análise Matemática do Conversor em Regime Permanente

### 1.6.1 - Introdução

Será efetuada uma análise matemática envolvendo as seguintes grandezas:

- $e_1$  - Tensão da fonte de alimentação do conversor;
- $E$  - Tensão da bateria  $V_b$  do conversor refletida no primário do transformador da estrutura;
- $q$  - Relação  $|E|/e$ ;  $e = e_1/2$
- $f_s$  - Frequência de chaveamento do conversor (Hz);
- $f_0$  - Frequência de ressonância do circuito LC intermediário (Hz).

Através da análise matemática do conversor será possível determinar uma série de grandezas físicas parametrizadas úteis no estudo e dimensionamento do conversor.

Para simplificar a análise é assumido que a tensão da bateria  $V_b$  do conversor permanece constante; as resistências, capacitâncias e indutâncias adicionadas ao circuito pelos seus componentes, são nulas; as chaves são consideradas ideais, o intervalo de comutação é muito curto.

Considerando-se a estrutura mostrada na Figura 1.3, pode-se estabelecer o equivalente Thevenin no primário do transformador com o transistor  $TR_1$  ou o diodo  $D_1$  conduzindo.



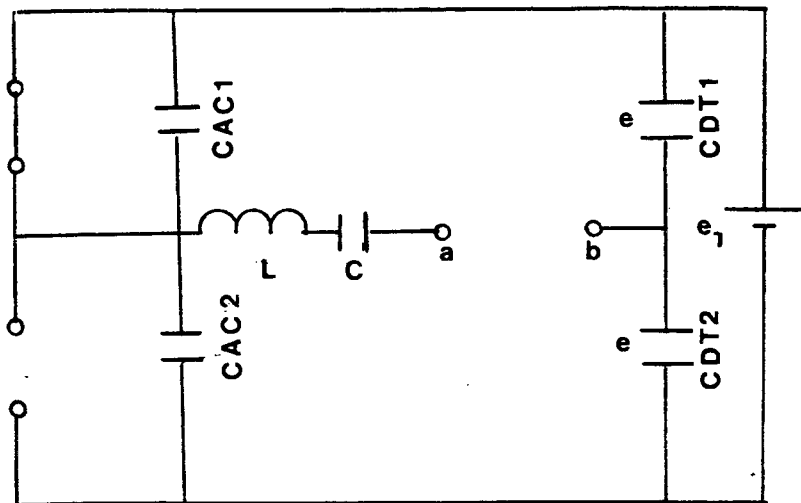


Figura 1.6 - Equivalente da Estrutura do Inversor  
Série Ressonante com o Transistor  
 $TR_1$  ou o diodo  $D_1$  conduzindo.

A tensão  $V_{ba}$  de circuito aberto vale  $\underline{e}$  ou  $e_{1/2}$ .

Curto-circuitando a fonte de tensão  $e_1$  temos  $CAC_2$  curto-circuitado. Obtém-se assim o circuito equivalente resultante para a impedância de Thevenin vista de a até b (Figura 1.7).

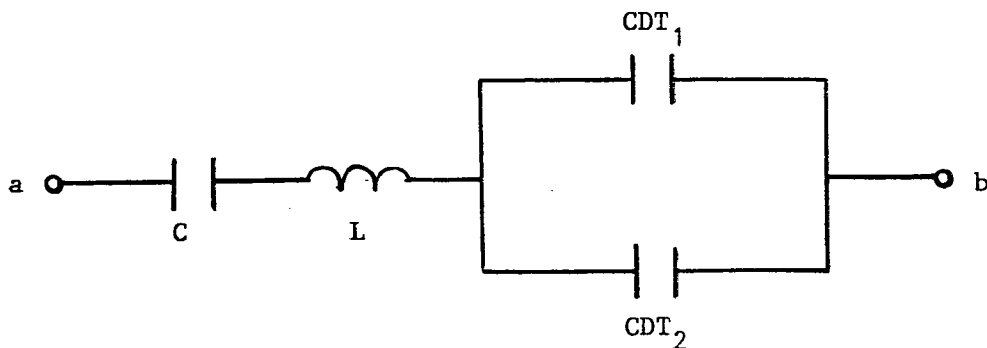


Figura 1.7 - Circuito utilizado no Cálculo da  
Impedância de Thevenin.

A capacitância equivalente à associação de  $C$ ,  $CDT_1$  e  $CDT_2$  vale:

$$C_{eq} = \frac{C (CDT_1 + CDT_2)}{C + CDT_1 + CDT_2} \quad (1.13)$$

Considerando  $CDT_1$  e  $CDT_2$  muito elevados em relação a  $C$ , o capacitor equivalente resulta:

$$C_{eq} = \frac{C (CDT_1 + CDT_2)}{(CDT_1 + CDT_2)} \cong C \quad (1.14)$$

Assim com

$$CDT_1 = CDT_2 \gg C \quad (1.15)$$

o capacitor ressonante da estrutura será tomado na análise como:

$$C_{eq} = C \quad (1.16)$$

### 1.6.2 - Diagrama de Fase Completo do Inversor Série Ressonante

O comportamento do conversor pode ser estudado utilizando os métodos gráficos do plano de fase. A corrente parametrizada e a tensão no capacitor ressonante são as duas variáveis de estado. O diagrama de fase completo é composto simpli-ficadamente em um ciclo, pela união de quatro famílias de curvas

onde conduzem  $TR_1$ ,  $TR_2$ ,  $D_1$  e  $D_2$ . Cada família de curva é determinada através do circuito equivalente resultante na condução de cada semiconductor.

Analizando o circuito equivalente do conversor quando  $TR_1$  conduz (Figura 1.4-a) e o circuito da Figura 1.1 para o qual foram deduzidas as equações simplificadas tem-se:

$$\epsilon = e - E \quad (1.17)$$

$$V_i = -V_{C0} \quad (1.18)$$

$$I_i = 0 \quad (1.19)$$

Para o instante em que  $TR_1$  conduz as equações simplificadas (1.10) e (1.11) tornam-se:

$$i_C(t) \sqrt{\frac{L}{C}} = -(-e + E - V_{C0}) \sin \omega t \quad (1.20)$$

$$v_C(t) = (-e + E - V_{C0}) \cos \omega t + e - E \quad (1.21)$$

Para representar no plano de fase as duas equações, multiplica-se (1.20) por  $j$  e soma-se com (1.21) resultando o fasor  $\vec{R}_1(t)$

$$\vec{R}_1(t) = v_C(t) + j i_C(t) \sqrt{\frac{L}{C}} = e - E + (-e + E - V_{C0}) \cdot (\cos \omega t - j \sin \omega t) \quad (1.22)$$

Assim:

$$\vec{R}_1(t) = V_C(t) + j i_C(t) \sqrt{\frac{L}{C}} = (e - E) + (-e + E - V_{C0}) e^{-j\omega_0 t} \quad (1.23)$$

A equação (1.23) caracteriza uma circunferência de raio  $R_1$  com módulo igual a  $(e - E + V_{C0})$  e centro em  $(e - E)$

Para  $t = 0$  obtém-se:

$$\vec{R}_1(0) = (e - E - e + E - V_{C0}) = -V_{C0} \quad (1.24)$$

A Figura 1.8 apresenta o plano de fase para a situação em que  $TR_1$  conduz. Como  $TR_1$  é um interruptor unidirecional ele só conduz corrente em um sentido (por convenção  $i_C$  positiva).

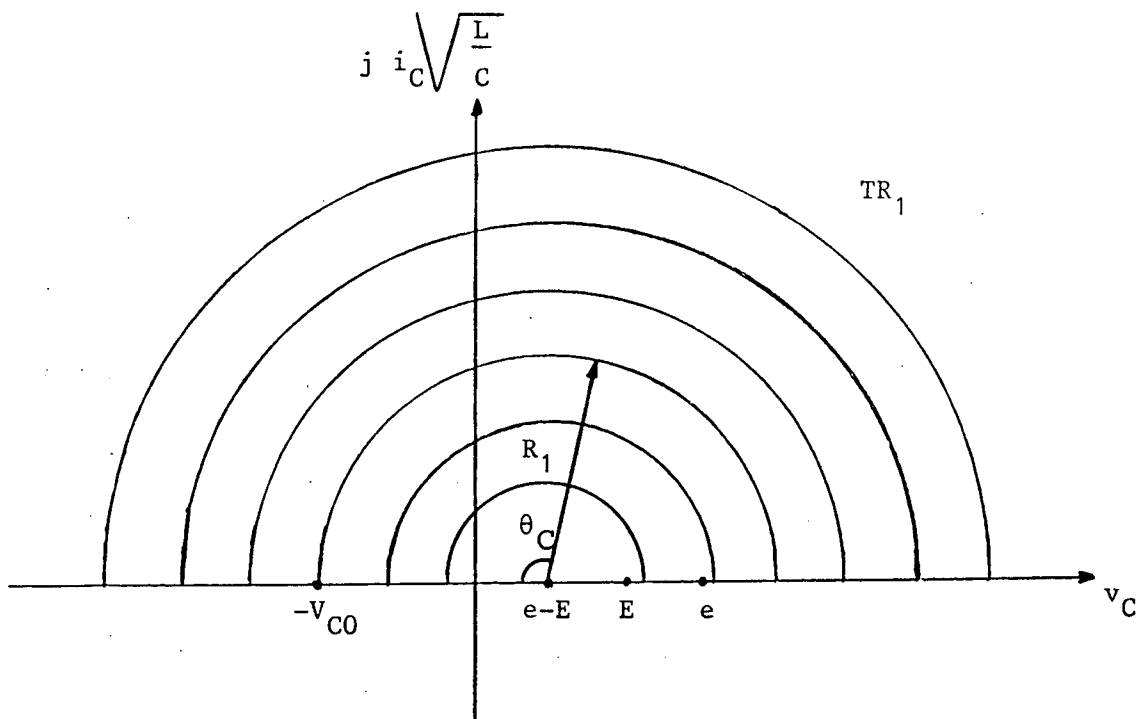


Figura 1.8 - Diagrama de Fase Resultante quanto  $TR_1$   
Conduz para Diversos Valores de  $V_{C0}$

Analisando agora o circuito equivalente quando  $D_2$  conduz, (Figura 1.4-d), desprezando o intervalo de comutação que é muito curto e comparando com o circuito (Figura 1.1).

$$\varepsilon = -e - E = -(e + E) \quad (1.25)$$

$$V_i = V_1 \quad (1.26)$$

$$I_i = I_1 \quad (1.27)$$

Por analogia às equações (1.10) e (1.11) obtém-se:

$$V_{C(t)} = (e + E + V_1) \cos \omega t + I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t - e - E \quad (1.28)$$

$$i_{C(t)} \sqrt{\frac{L}{C}} = (-e - E - V_1) \sin \omega t + I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} \cos \omega t \quad (1.29)$$

A representação no plano de fase é obtida a partir da expressão (1.30), definindo o Fasor  $\vec{R}_2(t)$

$$\vec{R}_2(t) = V_{C(t)} + j i_{C(t)} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.30)$$

$$\begin{aligned} \vec{R}_2(t) &= V_{C(t)} + j i_{C(t)} \sqrt{\frac{L}{C}} = (e + E + V_1) \cdot (\cos \omega t - j \sin \omega t) + \\ &+ (j) (-j) I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega t + j I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} \cos \omega t - e - E \end{aligned} \quad (1.31)$$

então

$$\vec{R}_2(t) = (-e - E) + [(e + E + V_1) + j I_1 \sqrt{\frac{L}{C}}] e^{-j\omega t} \quad (1.32)$$

A expressão 1.32 representa uma circunferência de centro em  $(-e - E)$ , e cujo raio  $R_2$  está indicado na Figura (1.9).

Para  $t = 0$  obtém-se:

$$\vec{R}_2(0) = -e - E + e + E + V_1 + j I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} = V_1 + j I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.33)$$

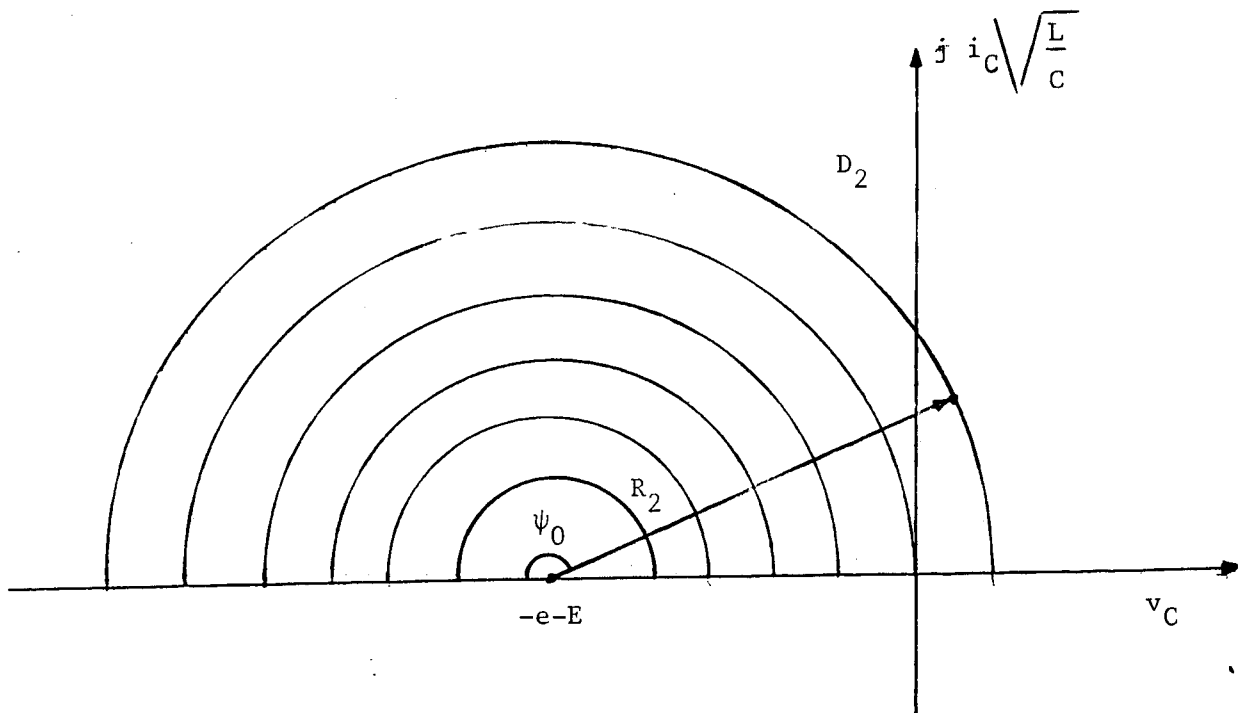


Figura 1.9 - Diagrama de Fase quando  $D_2$  Conduz para diversos Pontos  $(j I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} + V_1)$

O semi-ciclo correspondente à condução de  $TR_2$  e  $D_1$  é semelhante ao exposto para a condução de  $TR_1$  e  $D_2$ .

A Figura 1.10 representa o plano de fase quando  $TR_2$  conduz.  $TR_2$  é um interruptor unidirecional. Obedecendo a convenção de funcionamento do conversor,  $i_C(t)$  nesse instante deve ser negativa.

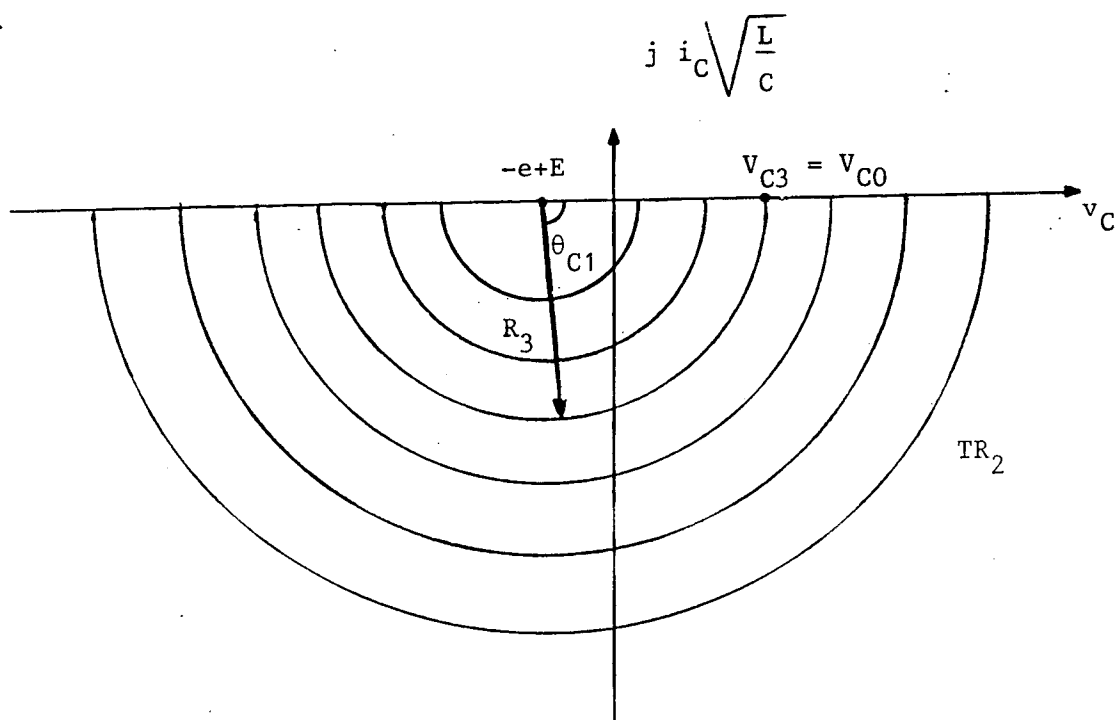


Figura 1.10 - Diagrama de Fase para  $TR_2$  Conduzindo para Diversos  $v_{C1}$

O diodo  $D_1$  é unidirecional, conduzindo apenas quando a corrente no conversor é negativa.

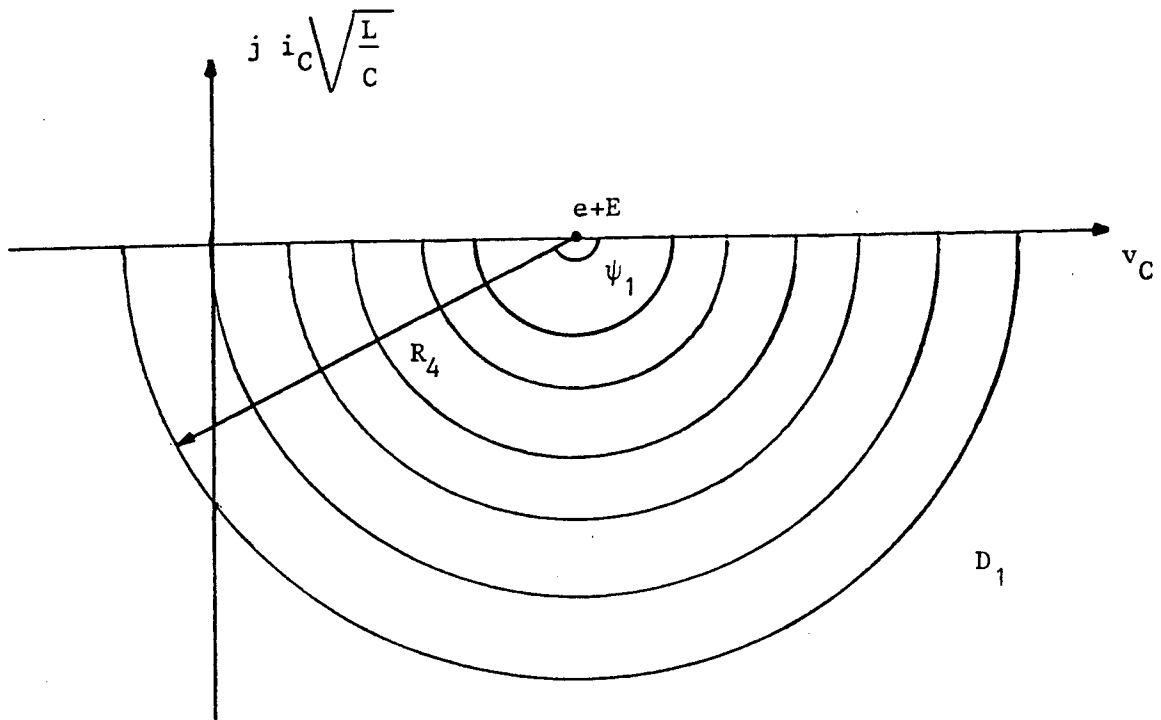


Figura 1.11 - Diagrama de Fase quando  $D_1$  Conduz para

Diversos Pontos  $(j I_1 \sqrt{\frac{L}{C}}, V_1)$ .

Assim, analisando-se os centros dos diagramas mostrados nas Figuras 1.8, 1.9, 1.10 e 1.11 deduz-se quatro trajetórias em um plano de fase completo que descreve o funcionamento cíclico do inversor série ressonante. Como os componentes conduzem em uma só direção as trajetórias são semi-círculos. Os

quatro centros têm o valor de  $j i_C \sqrt{\frac{L}{C}} = 0$  e de  $v_C = (e - E)$ ,  $(-e + E)$ ,  $(-e - E)$  e  $(e + E)$  (Figura 1.12) [24].

Com auxílio do plano de fase pode-se identificar facilmente as "trajetórias de equilíbrio" [24]. O interesse particular nesse estudo é definir trajetórias de equilíbrio que descrevem qualquer condição de funcionamento com condução contínua do conversor.



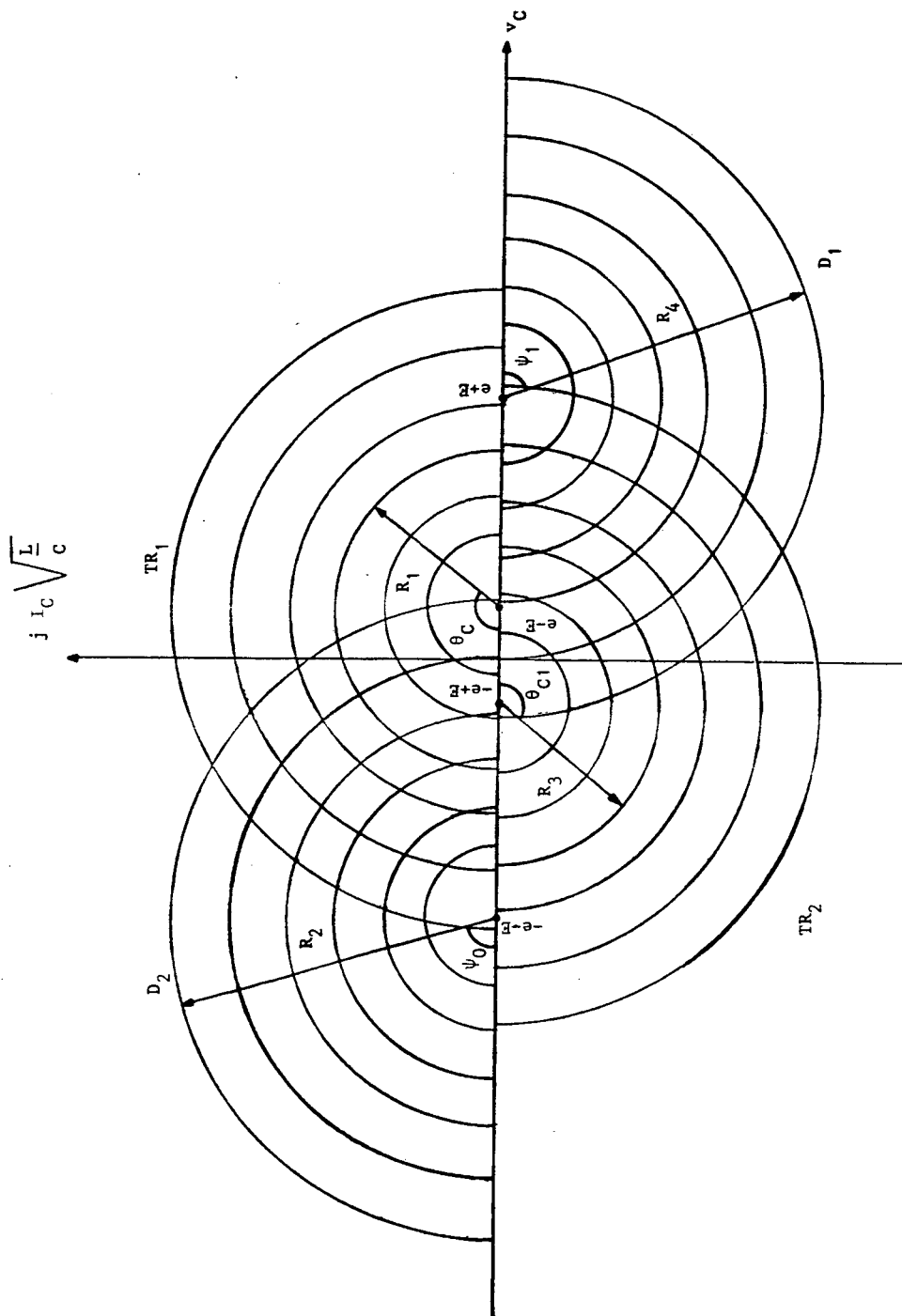


Figura 1.12 - Diagrama de Fase Completo para o Inversor Série  
Ressonante para  $\theta_C$ ,  $\psi_0$ ,  $\theta_{C1}$  e  $\psi_1$  genéricos.

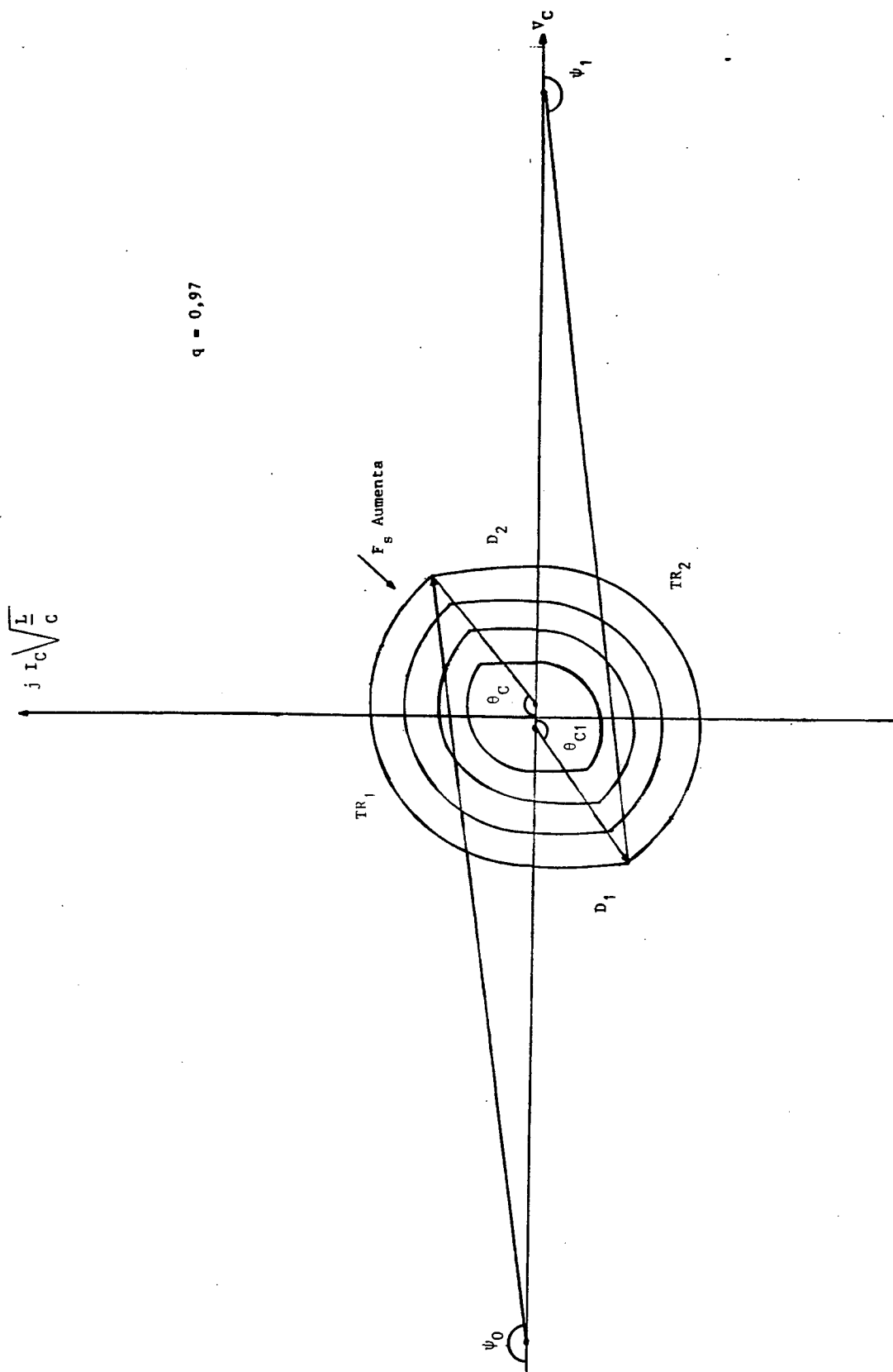


Figura 1.13 - Trajetórias de Equilíbrio para  $q = 0,97$ .

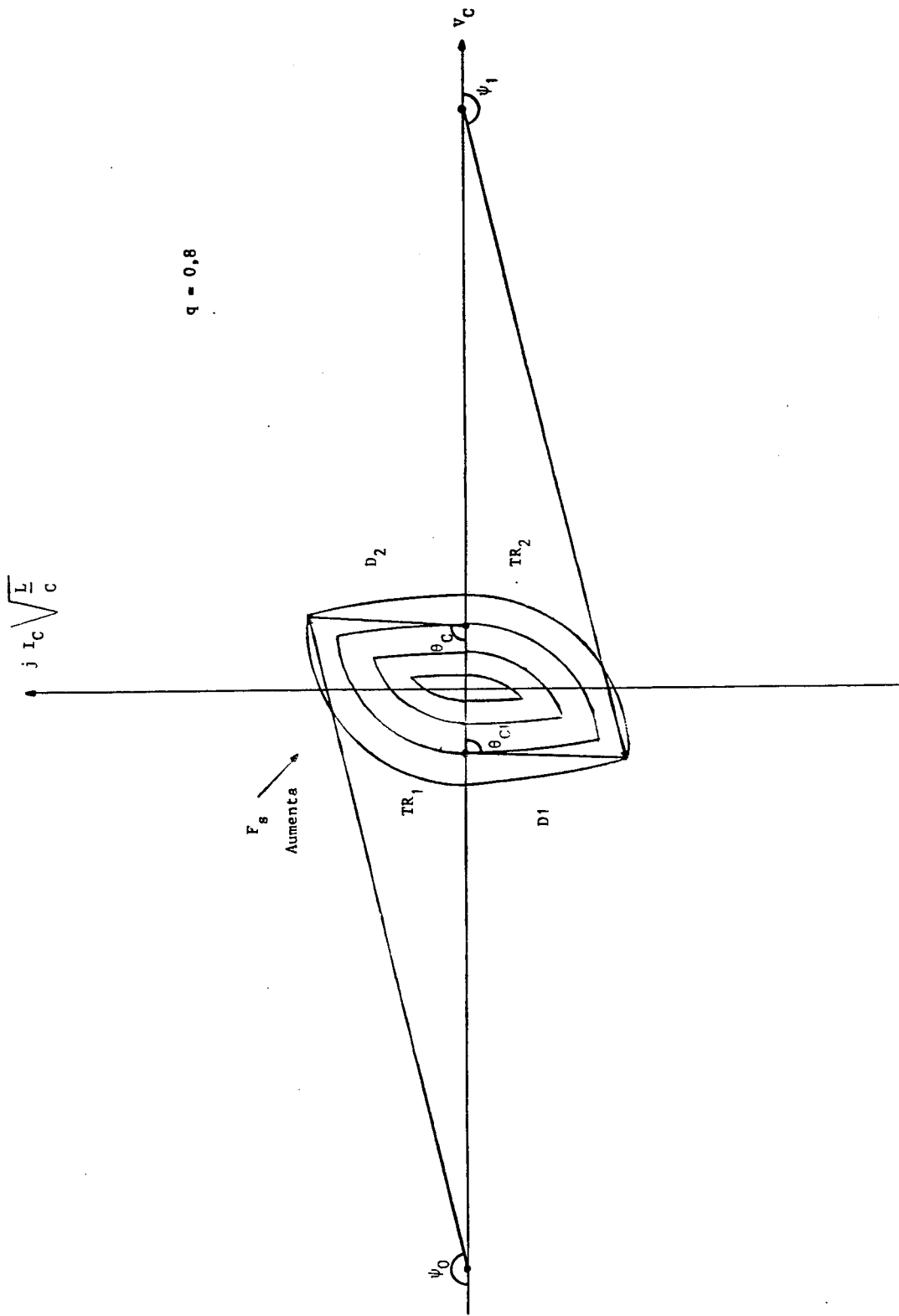


Figura 1.14 - Trajetórias de Equilíbrio para  $q = 0,8$ .

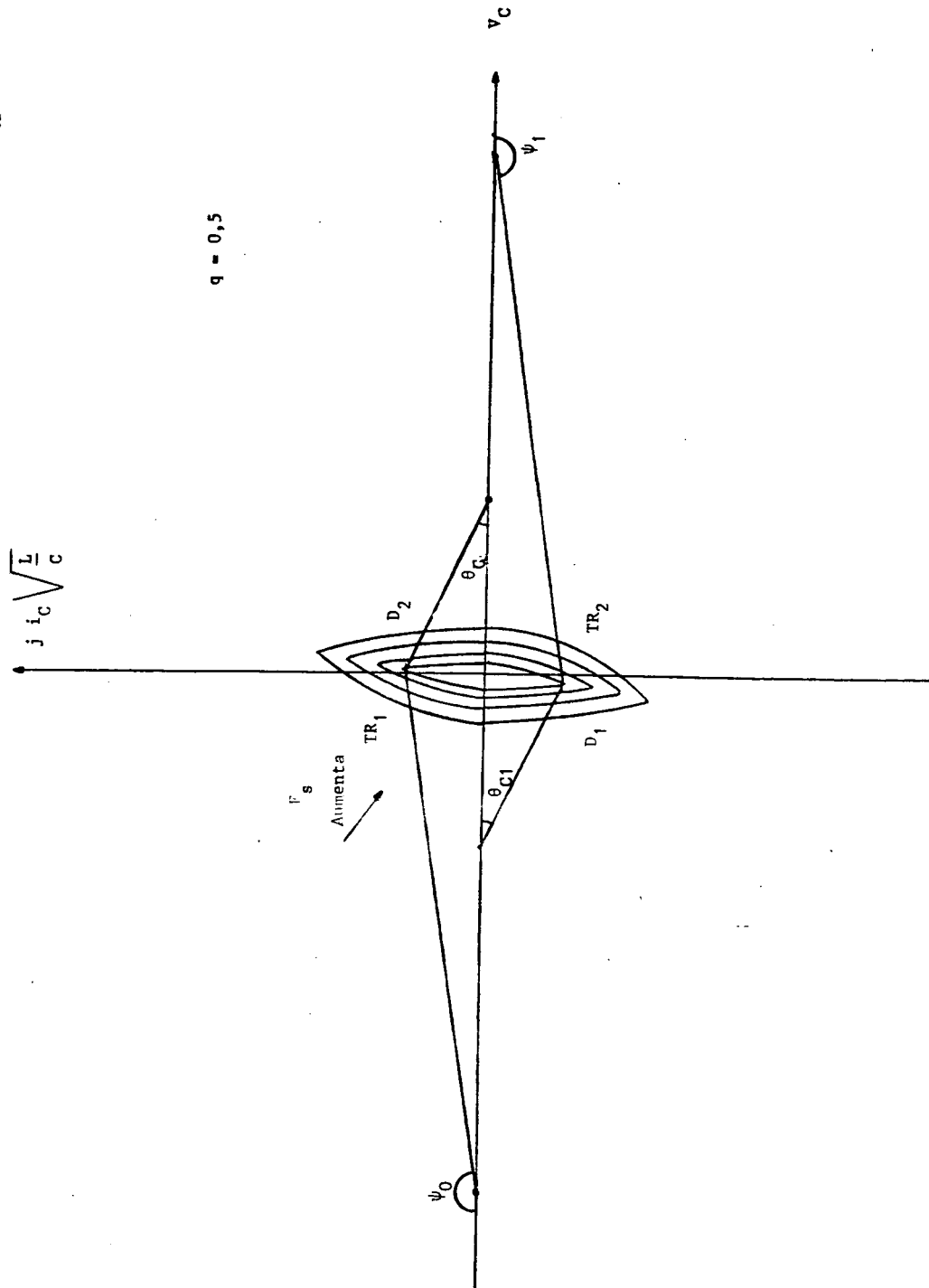


Figura 1.15 - Trajetórias de Equilíbrio para  $q = 0,5$ .

É importante notar que dependendo das grandezas de  $\underline{e}$  e  $\underline{E}$  os centros dos círculos do diagrama mudam.

Nas Figuras 1.13, 1.14, 1.15 tem-se trajetórias de equilíbrio para três valores da relação

$$q = \frac{|\underline{E}|}{e} \quad (1.34)$$

Nas mesmas Figuras indica-se o sentido da evolução no plano com o aumento de  $F_s$ .

### 1.6.3 - Relações Matemáticas Retiradas em Um Meio-Ciclo para Funcionamento em Uma Trajetória de Equilíbrio de Condução Contínua

As relações matemáticas envolvendo grandezas físicas parametrizadas serão obtidas considerando condução contínua no meio ciclo onde conduzem  $TR_1$  e  $D_2$ .

O diagrama de fase para a análise é composto da interação dos diagramas das Figuras 1.8 e 1.9, sendo mostrado na Figura 1.16.

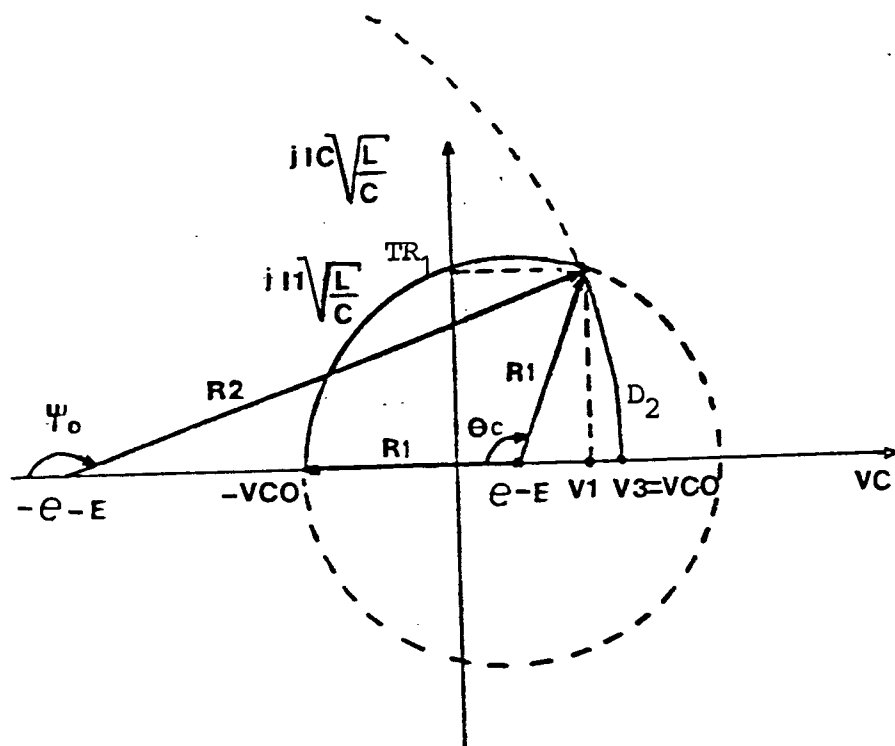


Figura 1.16 - Diagrama de Fase para Meio Ciclo Completo ( $TR_1 - D_2$ ).

Na obtenção das relações matemáticas tem-se:

a) Cálculo de  $V_{C0}$

$$V_3 = V_{C0} \quad (1.35)$$

Do diagrama de fase da Figura 1.16

$$V_3 = R_2 - |-e - E| \quad (1.36)$$

$$V_3 = R_2 - e - E \quad (1.37)$$

Das equações (1.35) e (1.37)

$$V_{C0} = R_2 - e - E \quad (1.38)$$

Observando o diagrama de fase da Figura 1.16

$$R_2^2 = (e + E + V_1)^2 + \left(I_1 \sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2 \quad (1.39)$$

$$R_2 = \sqrt{(e + E + V_1)^2 + \left(I_1 \sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2} \quad (1.40)$$

Substituindo (1.40) em (1.38)

$$V_{C0} = \sqrt{(e + E + V_1)^2 + \left(I_1 \sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2} - e - E \quad (1.41)$$

Com auxílio do diagrama de fase da Figura 1.16  
obtem-se

$$V_1 = e - E - R_1 \cos \theta_C \quad (1.42)$$

$$I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} = R_1 \sin \theta_C \quad (1.43)$$

Levando (1.42) e (1.43) em (1.41)

$$V_{C0} = \sqrt{(e + E + e - E - R_1 \cos \theta_C)^2 + (R_1 \sin \theta_C)^2} - e - E \quad (1.44)$$

Observando o diagrama de fase da Figura 1.16

$$R_1 = e - E + V_{C0} \quad (1.45)$$

Assim, substituindo (1.45) em (1.44) e simplificando

$$\left(\frac{V_{C0}}{e} + \frac{E}{e} + 1\right)^2 - \left(\frac{V_{C0}}{e} + 1 - \frac{E}{e}\right)^2 = 4 - 4 \left(\frac{V_{C0}}{e} + 1 - \frac{E}{e}\right) \cos \theta_C \quad (1.46)$$

onde  $\frac{E}{e} = q$ , logo:

$$\boxed{\frac{V_{C0}}{e} = \frac{(1 - q)(1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)}} \quad (1.47)$$

A Figura 1.17 mostra o âbaco de  $\frac{V_{C0}}{e}$  em função de  $q$  tendo como parâmetro  $f_s/f_0$ .



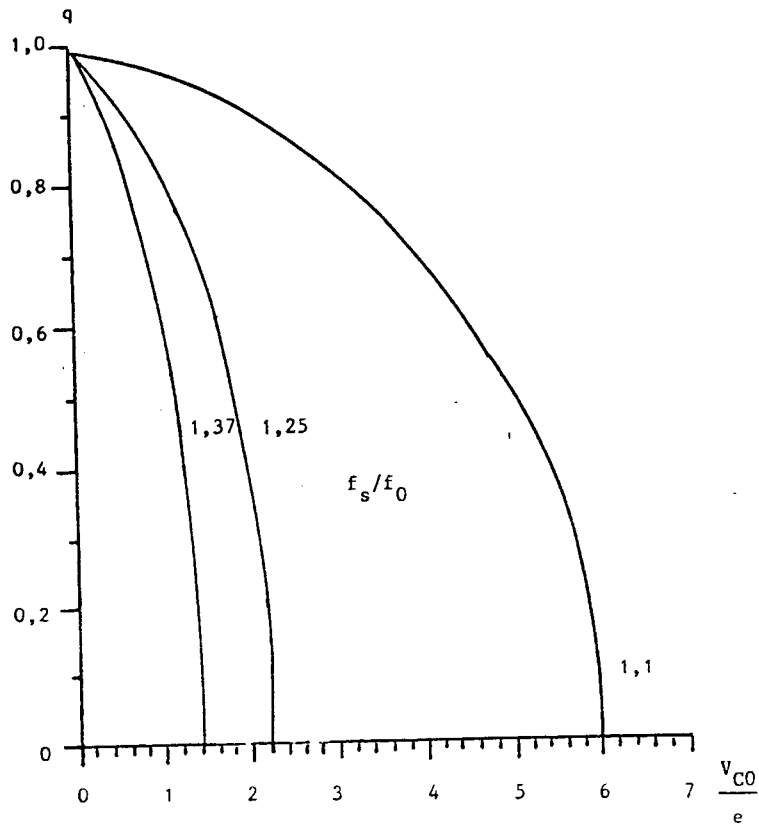


Figura 1.17 - Âbaco  $V_{C0}/e$ .

b) Cálculo de  $V_1/e$

Segundo a Figura (1.16)

$$V_1 = e - E - R_1 \cos \theta_C \quad (1.48)$$

onde

$$R_1 = V_{C0} + e - E \quad (1.49)$$

Levando (1.49) em (1.48) obtém-se:

$$V_1 = e - E - (V_{C0} + e - E) \cos \theta_C$$

$$V_1 = e - E - \left[ \frac{e (1 - q) (1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} + e - E \right] \cos \theta_C \quad (1.50)$$

Dividindo (1.49) por  $e$

$$\frac{V_1}{e} = (1 - q) - \left[ \frac{(1 - q) (1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} + 1 - q \right] \cos \theta_C \quad (1.51)$$

Trabalhando a expressão (1.51) obtém-se:

$$\boxed{\frac{V_1}{e} = (1 - q) \left[ \frac{q (1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} \right]} \quad (1.52)$$

O âbaco obtido a partir da expressão (1.52) pode ser visualizado na Figura 1.18.

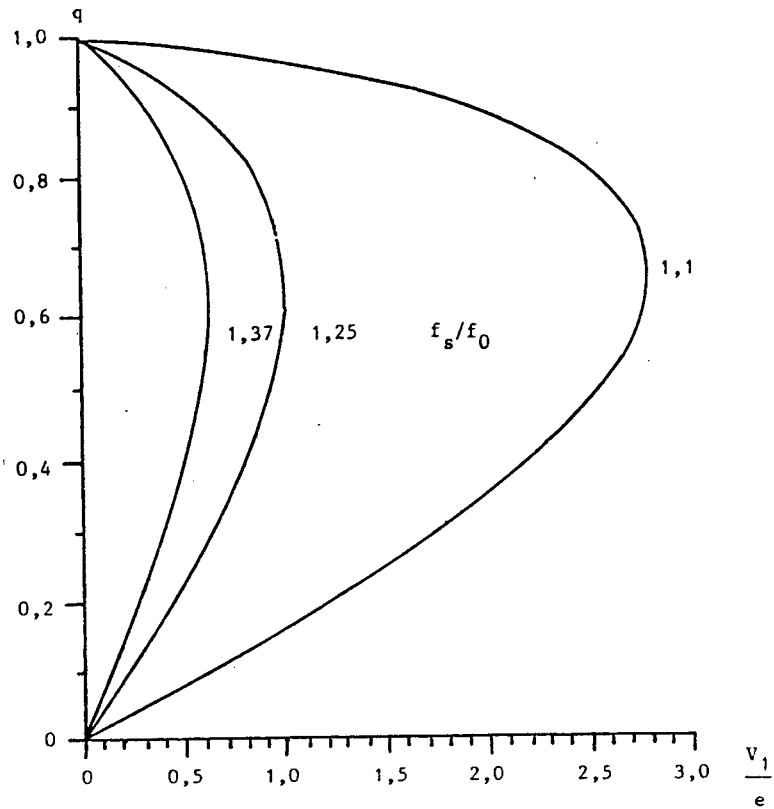


Figura 1.18 - Âbaco de  $V_1/e$

c) Cálculo da Corrente  $I_1$  no Instante da Comutação e da Corrente nos Capacitores de Ajuda à Comutação  $C_{AC}$

A partir da Figura 1.16 tem-se que:

$$I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} = R_1 \text{ sen } \theta_C \quad (1.53)$$

sendo  $R_1 = V_{C0} + e - E$ , então:

$$I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} = (V_{C0} + e - E) \text{ sen } \theta_C \quad (1.54)$$

Isolando  $V_{C0}$  em (1.47) e substituindo em (1.53)

$$I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} = \left[ \frac{e(1-q)(1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} + e - E \right] \sin \theta_C \quad (1.55)$$

Trabalhando a expressão (1.55) obtém-se:

$$\boxed{\frac{I_1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{(1 - q^2) \sin \theta_C}{(q + \cos \theta_C)}} \quad (1.56)$$

Por inspeção do circuito da Figura 1.4-c, no instante da comutação pode-se aproximar

$$I_{CAC} \cong \frac{I_1}{2} \quad (1.57)$$

Assim,

$$\boxed{\frac{2 I_{CAC}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (1.58)$$

O âbaco envolvendo (1.56) e (1.58) pode ser visualizado na Figura 1.19.

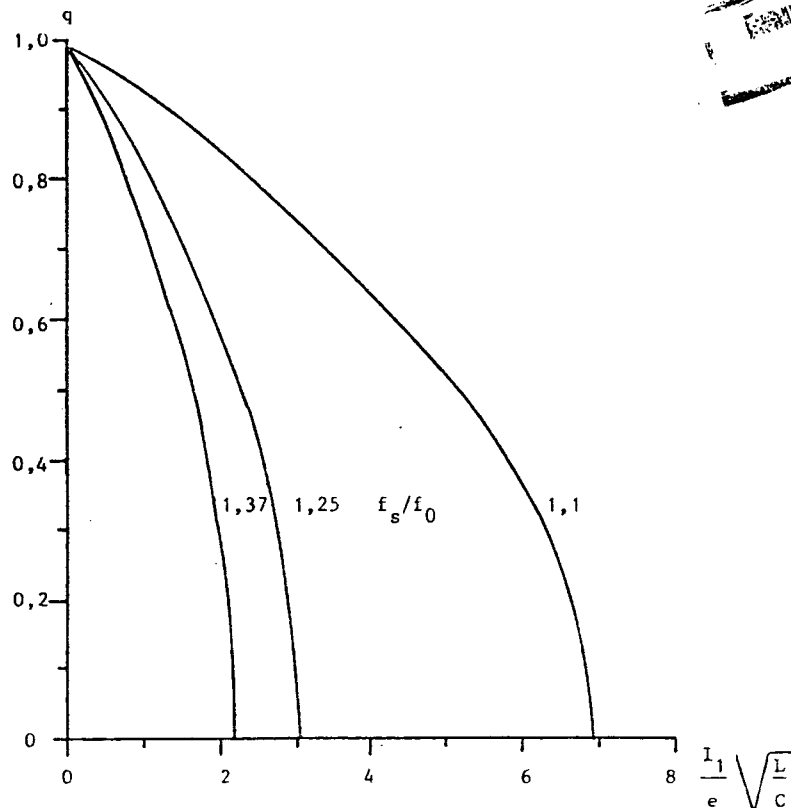


Figura 1.19 - Âbaco envolvendo a Corrente nos Capacitores de Ajuda à Comutação (CAC) e a Corrente  $I_1$  no Instante da Comutação.

d) Comportamento da Tensão no Capacitor C

. Quando  $TR_1$  conduz:

Dividindo a expressão (1.21) por  $e$  tem-se:

$$\frac{v_C(t)}{e} = 1 - q + (q - 1 - \frac{V_{C0}}{e}) \cos \omega t \quad (1.59)$$

Substituindo a expressão (1.47) em (1.59) com o denominador comum  $(q + \cos \theta_C)$

$$\frac{v_C(t)}{e} = (1-q) + \left[ \frac{q^2 + q \cos \theta_C - q - \cos \theta_C + q - q \cos \theta_C - 1 + \cos \theta_C}{(q + \cos \theta_C)} \right] \cos wot \quad (1.60)$$

Simplificando os termos comuns em (1.60)

$$\boxed{\frac{v_C(t)}{e} = (1-q) + \left[ \frac{(q^2 - 1)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \cos wot} \quad (1.61)$$

. Quando  $D_2$  conduz:

Tomando a equação (1.28) obtém-se:

$$v_C(t) = -(-e - E - V_1) \cos wot + I_1 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin wot - e - E \quad (1.62)$$

Dividindo (1.62) por  $e$

$$\frac{v_C(t)}{e} = -(-1 - q - \frac{V_1}{e}) \cos wot + \frac{I_1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \sin wot - 1 - q \quad (1.63)$$

Substituindo em (1.63) as equações (1.52) e (1.56)

$$\begin{aligned} \frac{v_C(t)}{e} = & - \left\{ (-1 - q) - (1 - q) \left[ \frac{q (1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \right\} \cos wot + \\ & + \frac{(1 - q^2) \sin \theta_C}{(q + \cos \theta_C)} \sin wot - 1 - q \end{aligned} \quad (1.64)$$

Então

$$\frac{v_C(t)}{e} = - \left[ -1 - \frac{q (1 + q \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \cos wot + \left[ \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \sin \theta_C \sin wot - 1 - q \quad (1.65)$$

Definindo:

$$A = \left[ -1 - \frac{q (1 + q \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \quad (1.66)$$

e

$$B = \left[ \frac{(1 - q^2) \sin \theta_C}{(q + \cos \theta_C)} \right] \quad (1.67)$$

$$\frac{v_C(t)}{e} = - A \cos wot + B \sin wot - 1 - q \quad (1.68)$$

e) Comportamento da Corrente no Capacitor C, Indutor L, Primário do Transformador

. Quando  $TR_1$  conduz

Dividindo a equação (1.20) por  $\underline{e}$  chega-se a

$$\frac{i_C(t)}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = (1 - q + \frac{V_{C0}}{e}) \text{ sen } \omega t \quad (1.69)$$

Substituindo a expressão (1.47) em (1.69)

$$\frac{i_C(t)}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = (1 - q + \frac{(1 - q)(1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)}) \text{ sen } \omega t \quad (1.70)$$

Trabalhando a expressão (1.70) obtêm-se

$$\boxed{\frac{i_C(t)}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \text{ sen } \omega t} \quad (1.71)$$

. Quando  $D_2$  Conduz:

Dividindo a expressão (1.29) por  $\underline{e}$  obtêm-se

$$\frac{i_C(t)}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = (-1 - q - \frac{V_1}{e}) \text{ sen } \omega t + \frac{I_1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \cos \omega t \quad (1.72)$$

Substituindo em (1.72) as equações (1.52)

e

(1.56) resulta:



$$\frac{i_C(t)}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \left\{ -1 - q - [(1 - q) \left( \frac{q (1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} \right)] \right\} \sin \omega t +$$

$$+ \left[ \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \sin \theta_C \cos \omega t \quad (1.73)$$

$$\boxed{\frac{i_C(t)}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = A \sin \omega t + B \cos \omega t} \quad (1.74)$$

f) Cálculo de  $\frac{I_{D1ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

A conhecida expressão da corrente eficaz é:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (1.75)$$

A conversão de ângulo em tempo a uma determinada frequência se faz através da equação (1.76)

$$t = \frac{\theta}{\omega} \quad (1.76)$$

onde  $\theta$  é o ângulo e  $\omega$  a frequência angular.

Pela definição do ângulo  $\psi_0$  esboçado na Figura (1.16) e desconsiderando o instante de comutação pode-se afirmar que:

- . O valor eficaz quando calculado de  $\psi_0$  a  $\pi$  na Figura 1.20-a é o mesmo que para o intervalo de 0 a  $\pi-\psi_0$  na Figura 1.20-b.

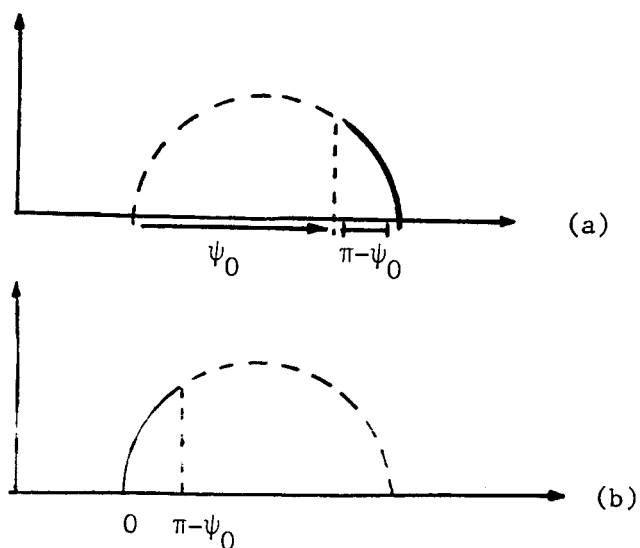


Figura 1.20 - Definição dos Limites de Integração.

Dessa forma:

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{\psi_0/w_0}^{\pi/w_0} i_{D1}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\pi-\psi_0/w_0} i_{D1}^2(t) dt}$$

(1.77)

A partir da equação (1.74) isolando  $i_C(t)$  temos a evolução de  $i_{D1}(t)$  no tempo

$$i_{D1}(t) = e \sqrt{\frac{C}{L}} (A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t) \quad (1.78)$$

Substituindo (1.78) em (1.77) e elevando ao quadrado obtêm-se

$$i_{D1ef}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{\pi-\psi_0/\omega_0} \left( e \sqrt{\frac{C}{L}} \right)^2 (A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t)^2 dt \quad (1.79)$$

$$I_{D1ef}^2 = \frac{1}{T_s} \left( e \sqrt{\frac{C}{L}} \right)^2 \left\{ \int_0^{\pi-\psi_0/\omega_0} (A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t)^2 dt \right\} \quad (1.80)$$

Calculando a integral, tem-se:

$$i_{D1ef}^2 = \frac{1}{T_s} \left( e \sqrt{\frac{C}{L}} \right)^2 \left\{ A^2 \left[ \frac{\pi-\psi_0}{2\omega_0} - \frac{\sin(2(\pi-\psi_0))}{4\omega_0} \right] + \right. \\ \left. + 2AB \left[ \frac{\sin^2(\pi-\psi_0)}{2\omega_0} \right] + B^2 \left[ \frac{(\pi-\psi_0)}{2\omega_0} + \frac{\sin(2(\pi-\psi_0))}{4\omega_0} \right] \right\} \quad (1.81)$$

Sabe-se que:

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (1.82)$$

e que:

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{w_0}{2\pi} \quad (1.83)$$

Pode-se a partir de (1.83) e (1.82) obter a expressão de  $1/T_s$  em função de  $f_s/f_0$ , tomando

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{\frac{1}{T_s}}{\frac{w_0}{2\pi}} \quad (1.84)$$

onde:

$$\frac{1}{T_s} = \frac{w_0 f_s}{2\pi f_0} \quad (1.85)$$

A expressão (1.79) torna-se:

$$I_{D1ef}^2 = \frac{w_0 f_s}{2\pi f_0} \left( e \sqrt{\frac{C}{L}} \right)^2 \left\{ \frac{A^2}{2w_0} \left[ \pi - \psi_0 - \frac{\sin 2 (\pi - \psi_0)}{2} \right] + \right. \\ \left. + \frac{2AB}{2w_0} [\sin^2 (\pi - \psi_0)] + \frac{B^2}{2w_0} \left[ \pi - \psi_0 + \frac{\sin 2 (\pi - \psi_0)}{2} \right] \right\} \quad (1.86)$$

que simplificada resulta:

$$\frac{I_{D1ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{1}{4\pi} \frac{f_s}{f_0} \left\{ A^2 \left[ (\pi - \psi_0) - \frac{\sin 2 (\pi - \psi_0)}{2} \right] + \right.} \\ \left. + 2AB [\sin^2 (\pi - \psi_0)] + B^2 \left[ (\pi - \psi_0) + \frac{\sin 2 (\pi - \psi_0)}{2} \right] \right\}}$$

(1.87)

Através da expressão (1.87) pode ser plotado o âbaco, visto na Figura 1.21. A corrente eficaz nos diodos, para um mesmo valor de  $f_0$ ,  $q$ ,  $e$ , e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ , diminui com o aumento da frequência de chaveamento. Para um mesmo valor de  $f_s/f_0$ ,  $e$ , e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  a corrente eficaz no diodo diminui com o acréscimo de  $q$ .

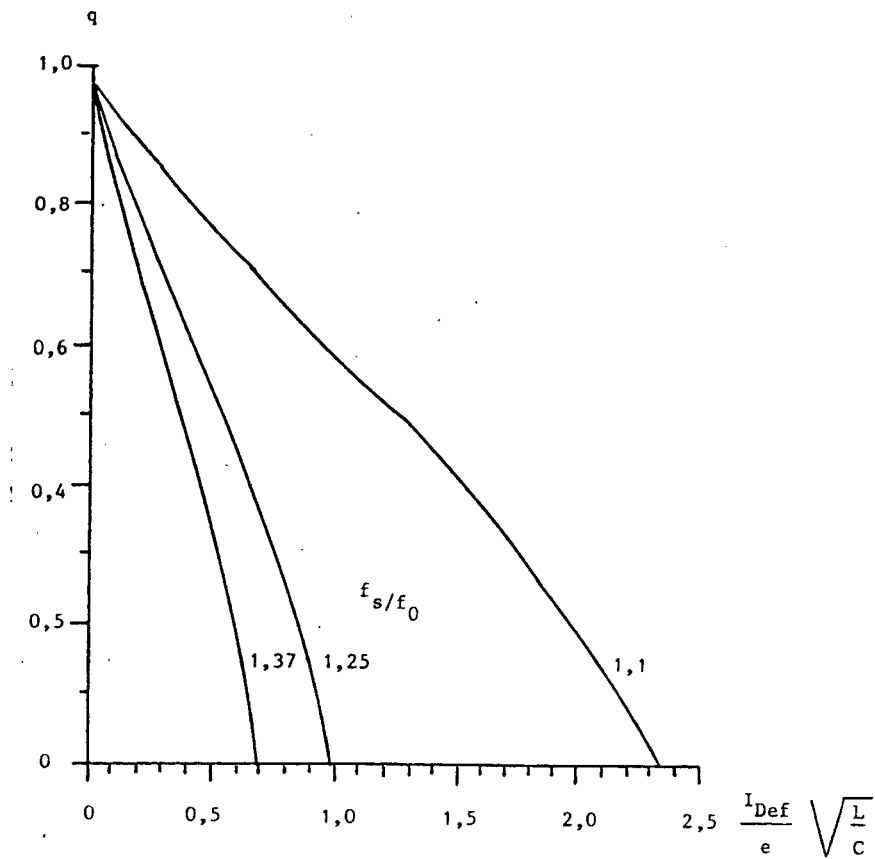


Figura 1.21 - Ábacos para  $\frac{I_{Def}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

O ângulo  $\psi_0$  é obtido através do plano de fase da Figura 1.16 onde:

$$\psi_0 = \pi - \arctg \left( \frac{I_1 \sqrt{L/C}}{e + E + V_1} \right) \quad (1.88)$$

Dividindo por  $e$  o numerador e o denominador da tangente em (1.89) tem-se:

$$\psi_0 = \pi - \arctan \left( \frac{\frac{I_1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}}{1 + q + \frac{v_1}{e}} \right) \quad (1.89)$$

Substituindo (1.52) e (1.56) em (1.89) resulta:

$$\psi_0 = \pi - \arctan \left( \frac{\frac{(1 - q^2) \operatorname{sen} \theta_C}{(q + \cos \theta_C)}}{(1 + q) + (1 - q) \left[ \frac{q (1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} \right]} \right) \quad (1.90)$$

Com  $(q + \cos \theta_C)$  formando o denominador do denominador da tangente e simplificando:

$$\psi_0 = \pi - \arctan \left( \frac{(1 - q^2) \operatorname{sen} \theta_C}{(1 + q) (q + \cos \theta_C) + (q - q^2) (1 - \cos \theta_C)} \right)$$

(1.91)

Para a expressão (1.91) o âbaco obtido é mostrado na Figura 1.22.

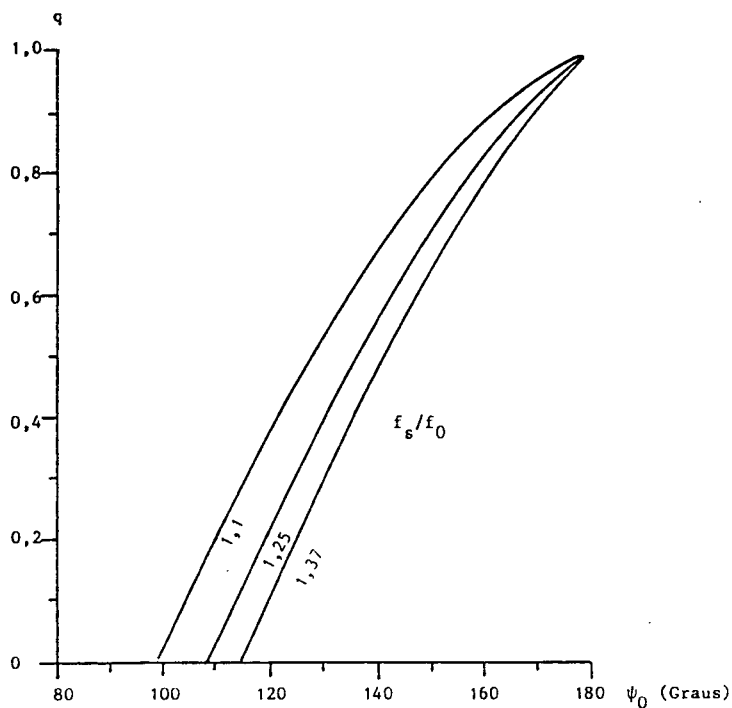


Figura 1.22 - Âbaco envolvendo a Relação entre  $q$ ,  $\theta_C$ ,  $f_s/f_0$  e  $\psi_0$ .

g) Determinação de  $\frac{I_{D1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

A expressão característica da corrente média é a seguinte:

$$I_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (1.92)$$

Da expressão (1.78) substituída na (1.92) tem-se:



$$I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\pi - \psi_0 / \omega_0} e \sqrt{\frac{C}{L}} (A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t) dt \quad (1.93)$$

Substituindo (1.84) em (1.93)

$$\frac{I_{D1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0 f_s}{2\pi f_0} \int_0^{\pi - \psi_0 / \omega_0} (A \sin \omega_0 t + B \cos \omega_0 t) dt \quad (1.94)$$

Integrando:

$$\frac{I_{D1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0 f_s}{2\pi f_0} \left\{ \frac{A}{\omega_0} [1 - \cos (\pi - \psi_0)] + B \sin (\pi - \psi_0) \right\} \quad (1.95)$$

Assim:

$$\boxed{\frac{I_{D1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{f_s}{2\pi f_0} \left\{ A [1 - \cos (\pi - \psi_0)] + B \sin (\pi - \psi_0) \right\}} \quad (1.96)$$

O ábaco para a expressão (1.96) está plotado na Figura 1.23. A corrente média no diodo de roda livre, para um

mesmo valor de  $q$ , diminui com o aumento da frequência de chaveamento com o mesmo  $e$ ,  $f_0$ , e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ . Para um mesmo  $f_s/f_0$  a corrente média circulante no diodo de roda-livre diminui com o aumento do valor de  $q$ , tendendo a zero para valores de  $q$  próximos de 1 para o mesmo  $e$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ .

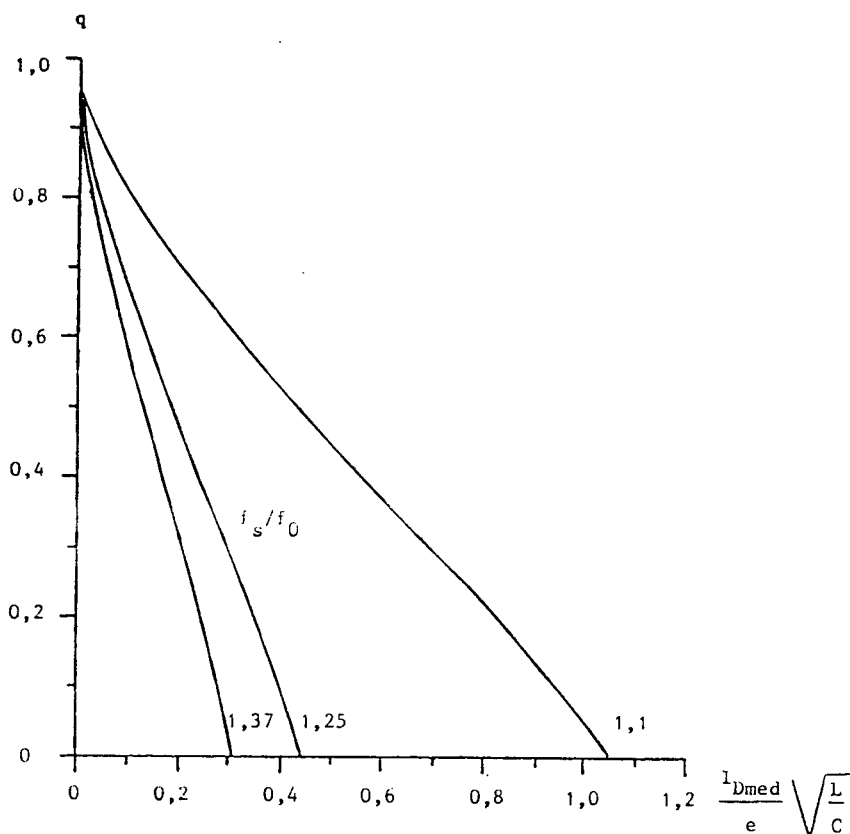


Figura 1.23 - Âbaco para  $\frac{I_{Dmed}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

h) Cálculo de  $\frac{ITR_{1ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

A expressão instantânea para  $iTR_1(t)$  é obtida de (1.70) isolando  $i_C(t)$

$$iTR_1(t) = e \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \sin \omega_0 t \quad (1.97)$$

O valor eficaz é obtido a seguir

$$\frac{ITR_{1ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\theta_C/\omega_0} \left( e \sqrt{\frac{C}{L}} \right)^2 \left( \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \right)^2 \sin^2 \omega_0 t \, dt} \quad (1.98)$$

Elevando (1.98) ao quadrado e substituindo  $\frac{1}{T_s}$  por (1.84)

$$\frac{ITR_{1ef}^2}{e^2} \frac{L}{C} = \frac{\omega_0}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \left( \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \right)^2 \int_0^{\theta_C/\omega_0} \sin^2 \omega_0 t \, dt \quad (1.99)$$

Resolvendo a integral

$$\frac{ITR_{1ef}^2}{e^2} \frac{L}{C} = \frac{\omega_0}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \left( \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \right)^2 \left[ \frac{\theta_C}{2\omega_0} - \frac{\sin 2\theta_C}{4\omega_0} \right] \quad (1.100)$$

Assim

$$\frac{ITR_{1ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \cdot \sqrt{\frac{f_s}{4\pi f_0} \left[ \theta_C - \frac{\sin 2 \theta_C}{2} \right]} \quad (1.101)$$

O ábaco para a expressão (1.101) é plotado na Figura 1.24. A corrente eficaz nos transistores para um mesmo valor de  $q$ ,  $e$ ,  $f_0$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ , diminui com o aumento da frequência de chaveamento. A corrente eficaz no transistor tem comportamento parabólico aumentando para baixos valores de  $q$  e diminuindo para valores de  $q$  mais elevados para um mesmo  $f_s/f_0$ ,  $e$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ .

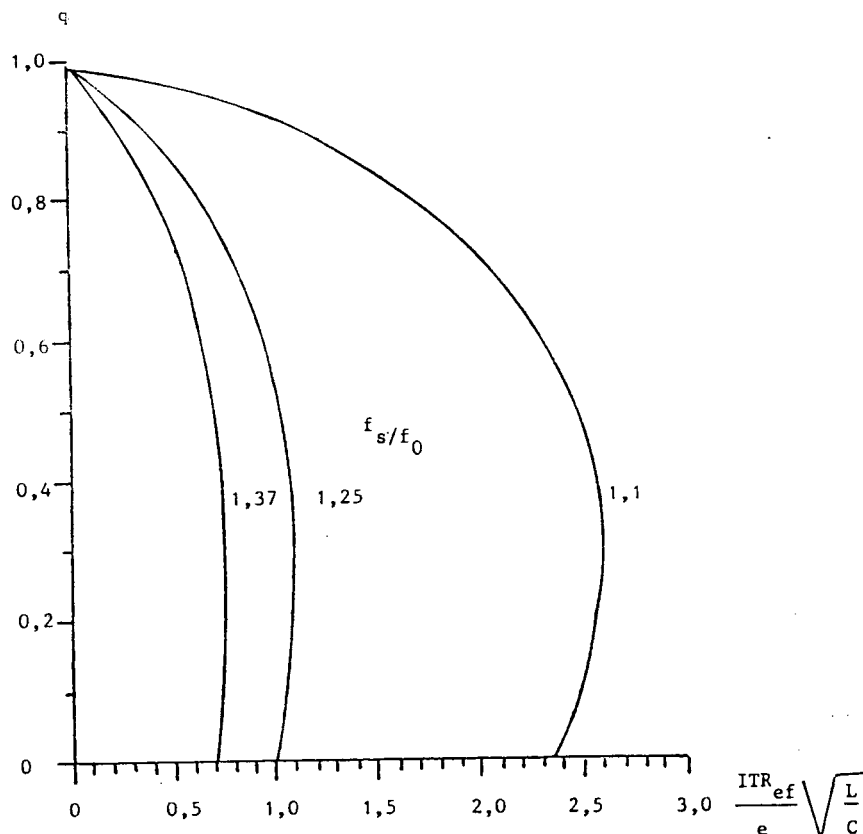


Figura 1.24 - Ábaco para  $\frac{ITR_{ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

i) Cálculo de  $\frac{ITR_{1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

Substituindo a expressão (1.97) na expressão da corrente média, (1.92) para  $T = T_s$

$$ITR_{1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\theta_C/w_0} e \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \sin w_0 t \, dt \quad (1.102)$$

Com a expressão (1.84)

$$\frac{ITR_{1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{w_0}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \left[ \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \int_0^{\theta_C/w_0} \sin w_0 t \, dt \quad (1.103)$$

Integrando:

$$\frac{ITR_{1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{w_0}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \left[ \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \left[ -\frac{\cos \theta_C}{w_0} + \frac{1}{w_0} \right] \quad (1.104)$$

Simplificando:

$$\frac{ITR_{med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \left[ \frac{(1 - q^2) (1 - \cos \theta_C)}{(q + \cos \theta_C)} \right] \quad (1.105)$$

O âbaco para a expressão (1.105) está plotado na Figura 1.25.

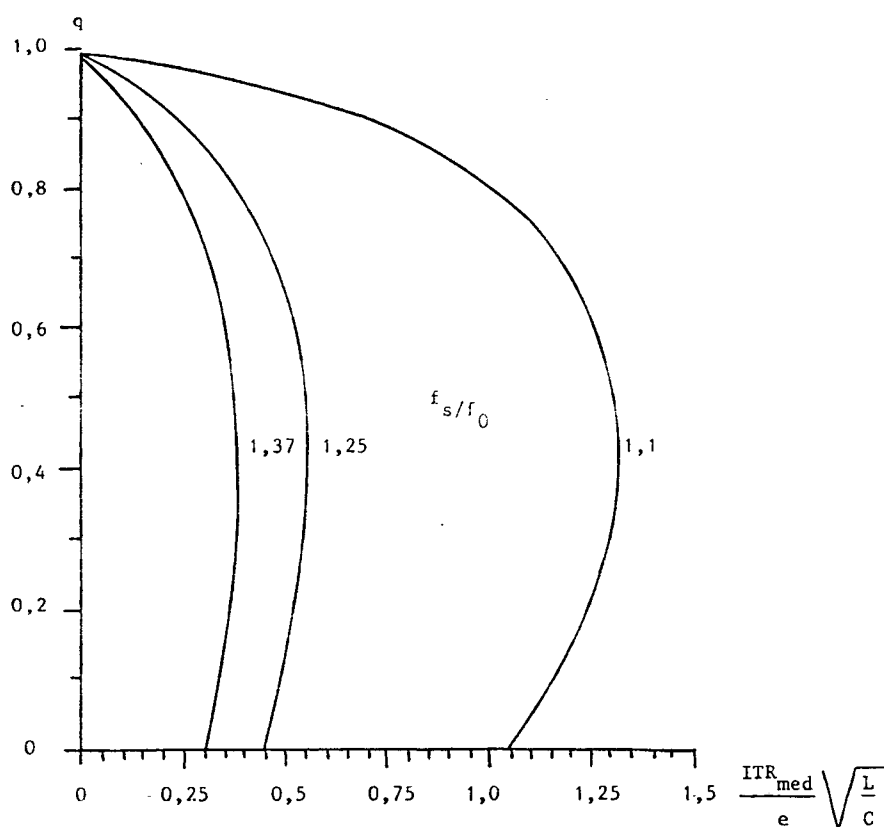


Figura 1.25 - Âbaco para  $\frac{ITR_{med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

j) Cálculo da Corrente de Pico nos Transistores, Diodos de Ro  
da-Livre, Capacitor Ressonante

Pela análise das trajetórias de equilíbrio (Figuras 1.13, 1.14, 1.15, conclui-se que até  $\theta_C = \pi/2$

$$\frac{ITR_{1P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{D2P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.106)$$

Assim, o valor de pico é obtido em função da expressão (1.97) onde substitui-se  $\omega t$  por  $\theta_C$

$$\boxed{\frac{ITR_{1P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{(1 - q^2) \sin \theta_C}{(q + \cos \theta_C)}} \quad \text{para } \theta_C < \frac{\pi}{2} \quad (1.107)$$

$$\text{Para } \theta_C \geq \frac{\pi}{2}$$

$$\boxed{\frac{ITR_{1P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{(1 - q^2)}{(q + \cos \theta_C)}} \quad (1.108)$$

$$\boxed{\frac{I_{D2P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{(1 - q^2) \sin \theta_C}{(q + \cos \theta_C)}} \quad (1.109)$$

Observando as formas de onda da Figura 1.5 verifica-se que a corrente de pico do transistor é igual a corrente de pico no capacitor ressonante, indutor, primário do transformador e capacitor divisor de tensão.

Da mesma forma é possível verificar que a corrente de pico no secundário do transformador é igual a corrente no primário do mesmo multiplicada pela relação de espiras

$$I_{SECP} = I_{PRIMP} \cdot \frac{N_P}{N_S} \quad (1.110)$$

Assim multiplicando (1.110) por  $\frac{1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

$$\frac{I_{SECP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{PRIMP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{N_P}{N_S} \quad (1.111)$$

$$\frac{I_{PRIMP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{SECP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.112)$$

O pico de corrente nos diodos retificadores é o



mesmo do secundário do transformador, dessa forma:

$$\frac{N_S}{N_P} \frac{I_{SECP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{D3,6P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.113)$$

$$\begin{aligned} \frac{I_{TR1P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} &= \frac{I_{CP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{LP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{PRIMP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \\ &= \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{SECP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{D3,6P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{CDTP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned}$$

(1.114)

Os âbacos envolvendo as expressões (1.114), (1.107) e (1.108) estão plotados na Figura 1.26. O âbaco de  $\frac{I_{CP}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$  é um dos âbacos mais importantes desse estudo, principalmente quando está em função de  $\theta_C$ . Com ele é possível determinar as trajetórias de equilíbrio no plano de fase para diversos valores de  $q$ , definindo ângulo e módulo.

O valor da corrente de pico no transistor diminui com o aumento de  $f_s/f_0$  para um mesmo valor de  $q$ ,  $e$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ . Para um mesmo valor de  $f_s/f_0$  a corrente de pico no transistor diminui com o aumento do valor de  $q$ , desde que mantidos  $e$  e

$$\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

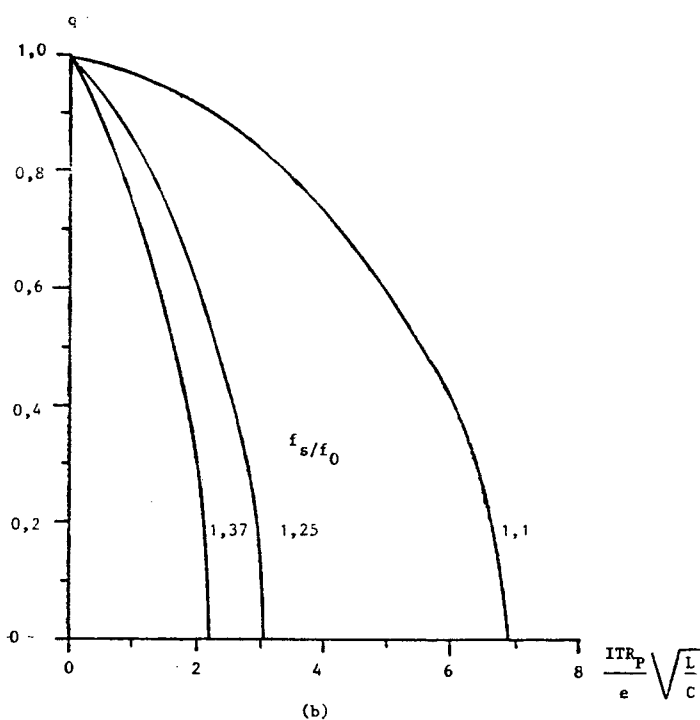
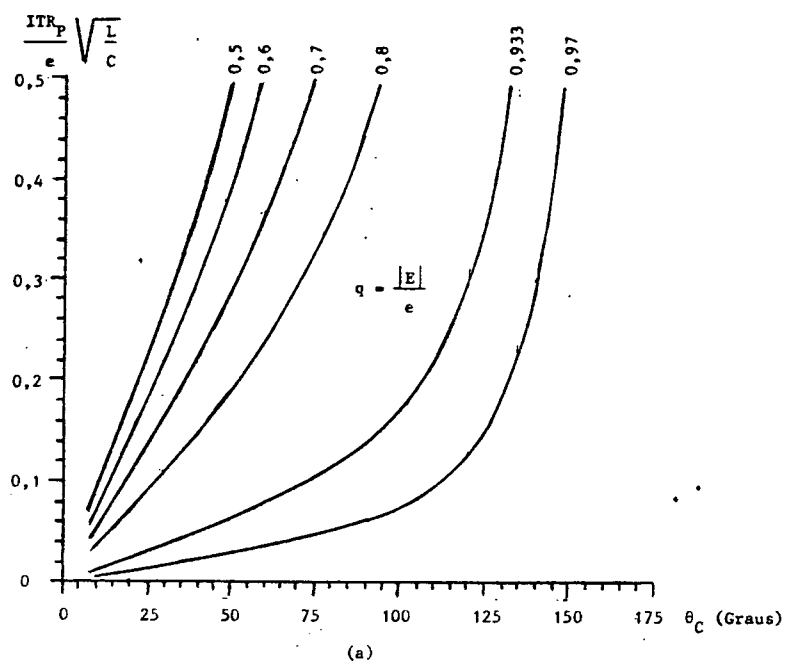


Figura 1.26 - Âbacos envolvendo a Corrente de Pico nos Transistores, Capacitor Ressonante, Indutor Ressonante, Diodos Retificadores, Primário e Secundário do Transformador, em função de  $\theta_C$  (a), e em função de  $q$  (b).

Através do âbaco de  $\frac{I_C}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$  em função de  $\theta_C$  foi possível elaborar a Figura 1.27. Verifica-se três trajetórias de equilíbrio da corrente ressonante com o mesmo valor de pico e valores de  $q$  diferente. Nota-se que com uma mesma corrente de pico no transistor  $e$ , e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ , o ângulo  $\theta_C$  aumenta e a forma de onda torna-se mais próxima da senoidal a medida que o valor de  $q$  se aproxima de 1.

Portanto, quando se quer um melhor compromisso entre o valor da corrente de pico do transistor e uma forma de onda de corrente senoidal se utiliza valores de  $q$  próximos de 1.

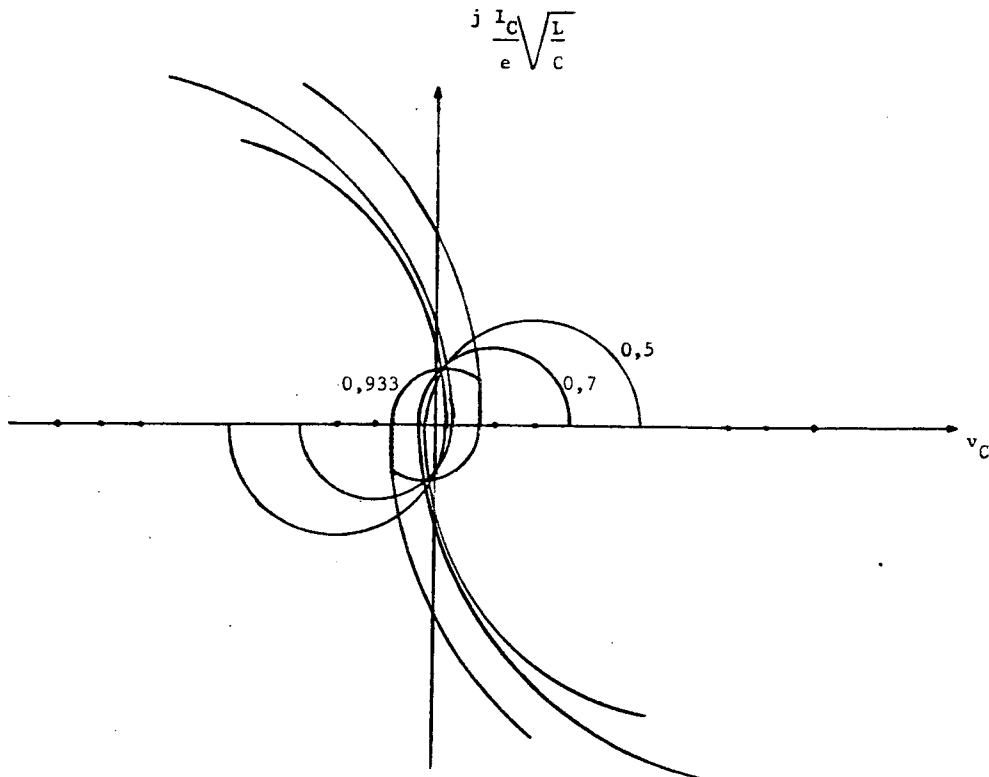


Figura 1.27 - Três Trajetórias de Equilíbrio com a mesma Corrente de Pico no Transistor e Valores de  $q$  Diferentes.

O ábaco para as expressões (1.106), (1.107) e (1.109) é visualizado na Figura 1.28. O valor da corrente de pico nos diodos de roda-livre diminui com o aumento de  $f_s$ , para um mesmo valor de  $q$ ,  $\underline{e}$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ . Para uma mesma  $f_s$  a corrente de pico no transistor diminui com o aumento de  $q$  considerando  $\underline{e}$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  constantes.

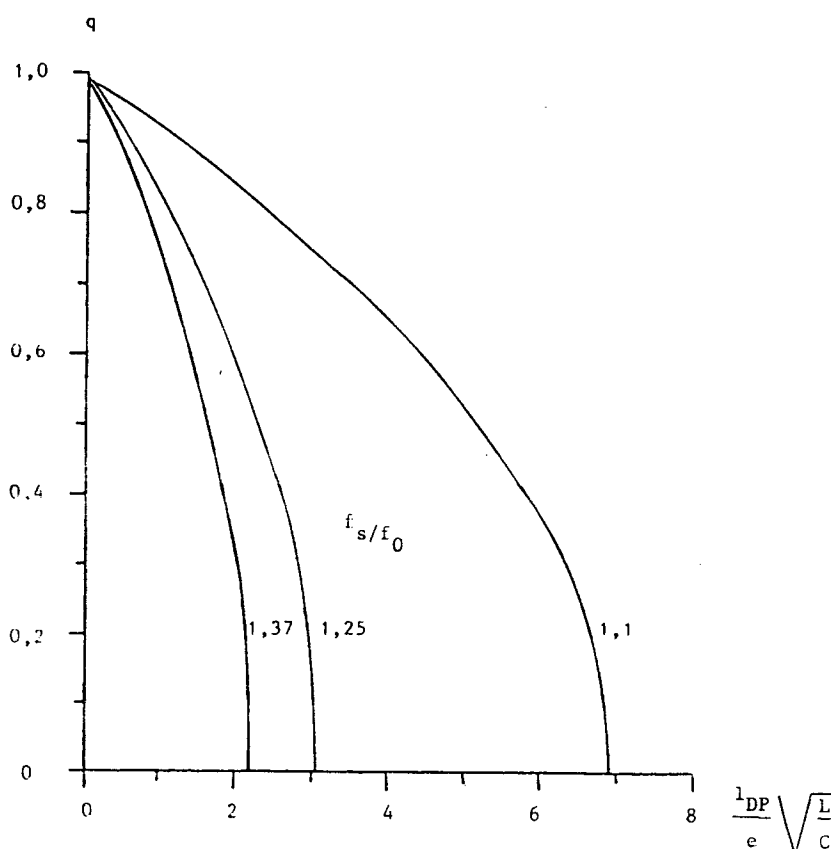


Figura 1.28 - Ábaco para Corrente de Pico nos Diodos  $D_1$  e  $D_2$

k) Cálculo das Correntes Eficazes no Capacitor Ressonante, Indutor, Diodos Retificadores, Capacitores Divisores de Tensão, Primário e Secundário do Transformador e Bateria

A corrente no capacitor C, indutor L e primário do transformador durante um período pode ser vista na Figura 1.29.

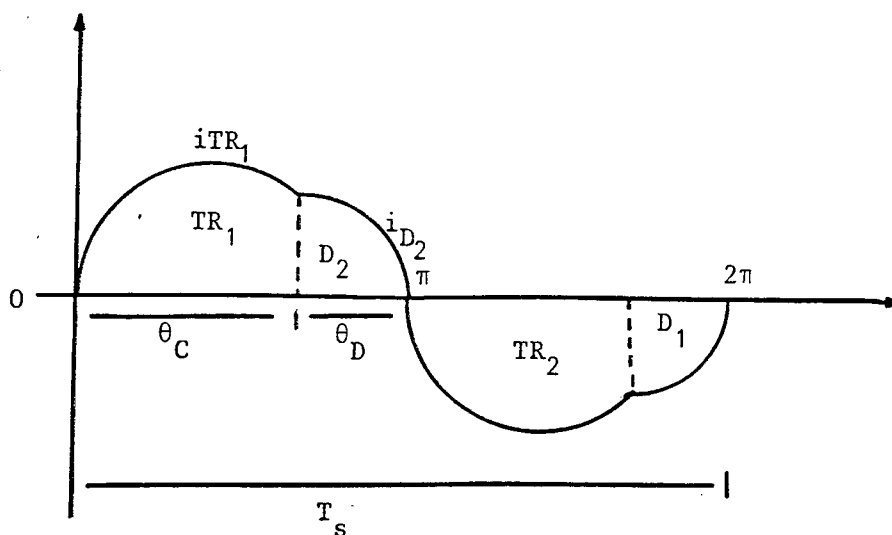


Figura 1.29 - Corrente no Capacitor C, Indutor L e Primário do Transformador.

Onde

$$\theta_D = \pi - \psi_0 \quad (1.115)$$

O valor eficaz de  $I_C$  é dado por:

$$I_{Cef} = 2 \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\theta_C/w_0} iTR_1^2(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{\theta_D/w_0} iD_2^2(t) dt} \quad (1.116)$$

$$I_{Cef}^2 = 2 \cdot \left[ \frac{1}{T_s} \int_0^{\theta_C/w_0} iTR_1^2(t) dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{\pi - \psi_0/w_0} iD_2^2(t) dt \right] \quad (1.117)$$

$$(I_{Cef})^2 = 2 \cdot [(ITR_{1ef})^2 + (ID_{2ef})^2] \quad (1.118)$$

Logo

$$I_{Cef} = \sqrt{2} \sqrt{(ITR_{1ef})^2 + (ID_{2ef})^2} \quad (1.119)$$

Multiplicando-se (1.119) por  $\frac{1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$

$$\frac{I_{Cef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{2} \sqrt{\left( \frac{ITR_{1ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2 + \left( \frac{ID_{2ef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2} \quad (1.120)$$

Como

$$I_{Lef} = I_{Cef} = I_{PRIMEf} \quad (1.121)$$

pela expressão (1.110)

$$I_{\text{PRIM}} = I_{\text{SEC}} \frac{N_S}{N_P} \quad (1.122)$$

Assim:

$$\begin{aligned} \frac{I_{L_{\text{ef}}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} &= \frac{I_{C_{\text{ef}}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{\text{PRIMEF}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_{\text{SECEF}}}{e} \frac{N_S}{N_P} \sqrt{\frac{L}{C}} = \\ &= \sqrt{2} \sqrt{\left( \frac{I_{\text{TR}_1 \text{ef}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2 + \left( \frac{I_{D_2 \text{ef}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \right)^2} \end{aligned} \quad (1.123)$$

Nos diodos da ponte retificadora circula apenas a corrente eficaz correspondente a meio ciclo onde conduzem  $\text{TR}_1$  e  $D_2$ , assim tem-se:

$$\begin{aligned} i_{D_{3,6\text{RETEf}}} &= \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{\theta_C/w_0} \left( \frac{N_P}{N_S} i_{\text{TR}_1}(t) \right)^2 dt +} \\ &+ \frac{1}{T_S} \int_0^{\pi - \psi_0/w_0} \left( \frac{N_P}{N_S} i_{D_2}(t) \right)^2 dt \end{aligned} \quad (1.124)$$

$$iD_{3,6REtef} = \frac{N_P}{N_S} \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{\theta_C/w_0} iTR_1^2(t) dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{\pi - \psi_0/w_0} iD_2^2(t) dt} \quad (1.125)$$

$$iD_{3,6REtef} = \frac{N_P}{N_S} \sqrt{(iTR_{1ef})^2 + (iD_{2ef})^2} \quad (1.126)$$

Dividindo (1.119) por (1.126)

$$\frac{I_{Cef}}{iD_{3,6REtef}} = \sqrt{2} \frac{N_S}{N_P} \quad (1.127)$$

$$iD_{3,6REtef} = \frac{I_{Cef}}{\sqrt{2}} \quad (1.128)$$

Multiplicando ambos os lados da igualdade por  $\frac{1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$  e rearranjando os termos obtém-se:

$$\boxed{\frac{I_{Cef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{2} iD_{3,6REtef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{N_S}{N_P}} \quad (1.129)$$



A corrente eficaz circulante nos capacitores divisores de tensão é a mesma que circula nos diodos retificadores, apenas refletida ao primário, assim

$$i_{D3,6RETe f} = \frac{N_P}{N_S} I_{CDT1} \quad (1.130)$$

Portanto, substituindo (1.130) em (1.129) resulta

$$\frac{I_{Cef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{2} I_{CDT1}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.131)$$

Na Figura 1.30 é traçado o âbaco de (1.129)

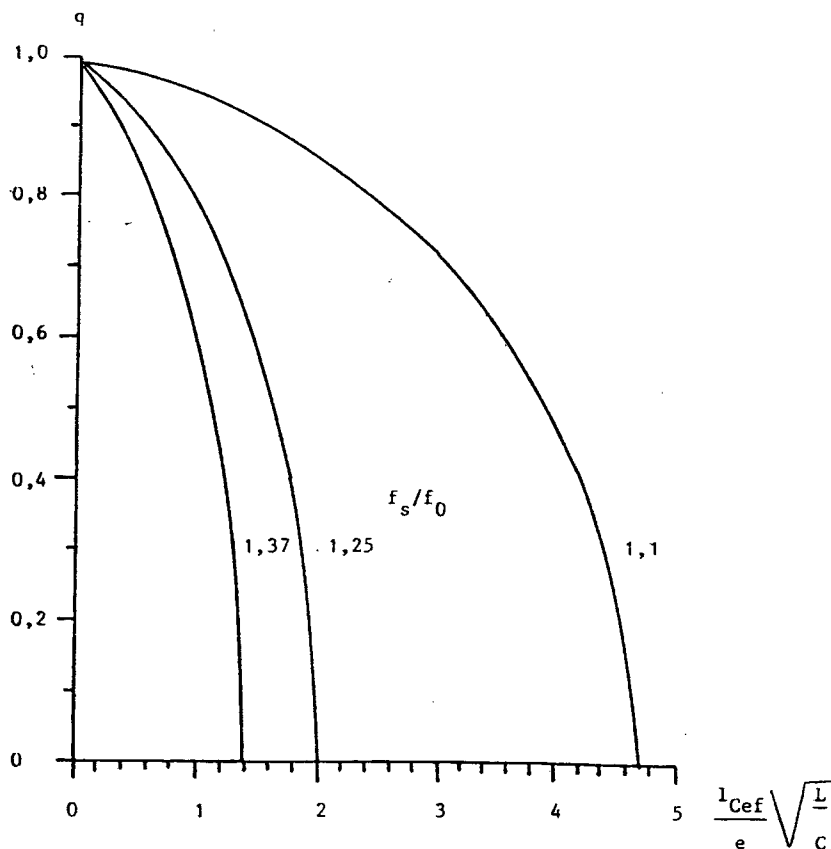


Figura 1.30 - Âbacos para a Determinação das Correntes Eficazes, no Capacitor Ressonante, indutor, Diodos Retificadores, Capacitores Divisores de Tensão, Primário e secundário do Transformador.

1) Cálculo da Corrente Média na Bateria  $V_b$  de Carga e da potência Média Entregue

A corrente média no primário do transformador é nula. Pela ação do retificador de onda completa, a corrente média na bateria vale:

$$IV_{b_{med}} = 2 \frac{N_P}{N_S} (I_{TR1_{med}} + I_{D2_{med}}) \quad (1.132)$$

Multiplicando-se (1.132) por  $\frac{1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$  tem-se

$$\frac{IV_{b_{med}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 2 \frac{N_P}{N_S} \left( \frac{I_{TR1_{med}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{I_{D2_{med}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad (1.133)$$

Como a potência média na bateria é dada pelo produto da tensão na bateria pela corrente média chega-se para determinado rendimento  $\eta$

$$IV_{b_{med}} = \frac{P}{V_b \cdot \eta} \quad (1.134)$$

Define-se  $b$  como sendo:

$$b = \frac{P}{\eta \cdot V_b \cdot e} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{N_S}{N_P} = \frac{IV_{med}}{\eta e} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{N_S}{N_P} =$$

$$= 2 \left( \frac{ITR_{1med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{ID_{2med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad (1.135)$$

onde  $b$  representa a corrente média na bateria parametrizada

O ábaco para a expressão (1.135) é mostrado na Figura 1.31.

A corrente média nos diodos retificadores é a metade da corrente média na bateria ( $IV_{b_{med}}$ ).

Sobre a corrente média na bateria são efetuadas considerações importantes. Como a carga é uma bateria, a potência média entregue depende do valor da corrente média circulante.

Buscou-se efetuar um estudo comparativo através de outros ábacos, fixando o valor  $\frac{IV_{b_{med}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{N_S}{N_P}$  em 0,2, que implica em fixar  $IV_{b_{med}}$ , para um mesmo  $e$  e mesmo valor de  $L$  e  $C$ . Com isso obteve-se a Tabela 1.2.

|   |            |            |            |             |
|---|------------|------------|------------|-------------|
| $q$   | 0,5        | 0,7        | 0,8        | 0,933       |
| $\theta_C$  | $40^\circ$ | $60^\circ$ | $78^\circ$ | $121^\circ$ |
| $\frac{ITR_P}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$                    | 0,37       | 0,36       | 0,34       | 0,31        |
| $\frac{ITR_{med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$                | 0,065      | 0,075      | 0,08       | 0,09        |
| $\frac{ID_{1,2P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$                | 0,37       | 0,36       | 0,34       | 0,26        |
| $\frac{ID_{1,2med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$              | 0,022      | 0,01       | 0,005      | 0,003       |
| $\frac{IV_{bef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{N_S}{N_P}$ | 0,22       | 0,21       | 0,2        | 0,19        |

Tabela 1.2 - Diversos Valores Coletados considerando

$$\frac{N_S}{N_P} \frac{IV_{bmed}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,2.$$

Com o auxílio da Tabela 1.2 verifica-se algumas das vantagens de se trabalhar com  $q$  elevado. O ângulo  $\theta_C$  aumenta e a forma de onda da corrente ressonante se torna mais próxima da senoidal. A corrente de pico do transistor diminui. A corrente média no diodo de roda-livre diminui justificando o au

mento da corrente média no transistor. A corrente de pico do diodo de roda-livre diminui com o aumento de  $q$ . Verifica-se um pequeno decréscimo na corrente eficaz da bateria  $V_b$  de carga em função do aumento de  $q$ . Isso reduz a perda e o aquecimento  $R_{bat} \cdot IV_b^2_{ef}$  devido à resistência série das baterias. Através do âbaco da Figura 1.30 verifica-se que a potência entregue pelo conversor diminui a medida que  $f_s/f_0$  aumenta para um mesmo  $q$ , e  $\frac{1}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$ . Para um mesmo  $f_s/f_0$  a potência entregue diminui com o aumento de  $q$  com  $\frac{1}{e}$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  fixos. O conversor é sensível à carga.

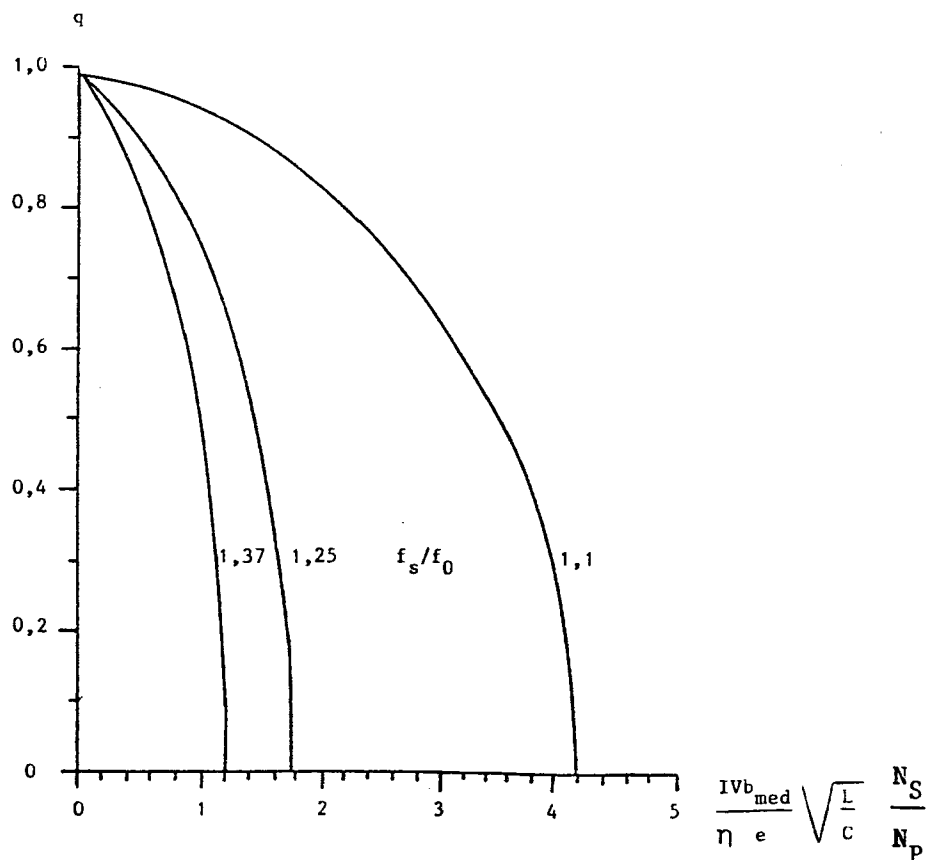


Figura 1.31 - Âbaco relacionando a Potência, Corrente Média na Bateria  $V_b$  de Carga, Corrente Média nos Diodos Retificadores.

m) Relações entre  $q$  ,  $\theta_C$  e  $f_s/f_0$

Todas as grandezas físicas parametrizadas dependem dos parâmetros  $q$ ,  $\theta_C$  e  $f_s/f_0$  . Torna-se importante en-tão, achar a relação existente entre esses parâmetros para definir um ponto de funcionamento.

Uma solução pode ser obtida a partir da expressão (1.84) onde:

$$T_S = 2 (T_T + T_D) \quad (1.136)$$

e

$T_T$  - Tempo de Condução do transistor

$T_D$  - Tempo de Condução do Diodo

Substituindo (1.136) em (1.84)

$$\frac{1}{2 (T_T + T_D)} = \frac{w_0}{2\pi} \frac{f_s}{f_0} \quad (1.137)$$

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{\pi}{w_0 (T_T + T_D)} \quad (1.138)$$

mas

$$w_0 T_T = \theta_C \quad (1.139)$$

$$w_0 T_D = \theta_D = \pi - \psi_0 \quad (1.140)$$

Logo:

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{\pi}{\theta_C - \psi_0 + \pi} \quad (1.141)$$

Substituindo-se (1.91) em (1.141)

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{\pi}{\theta_C + \arctan \left( \frac{(1 - q^2) \sin \theta_C}{(1 + q)(q + \cos \theta_C) + (q - q^2)(1 - \cos \theta_C)} \right)}$$

(1.142)

A equação 1.142 apresenta solução numérica e apesar de sua resolução introduzir um erro, fornece uma aproximação bastante razoável na faixa em que foi utilizada. A solução numérica é necessária quando se fixa  $f_s/f_0$ .

Os âbacos relacionando  $q$ ,  $\theta_C$  e  $f_s/f_0$  são mostrados na Figura 1.32. Verifica-se que o ângulo máximo de condução do transistor  $\theta_C$  aumenta com o aumento de  $q$ . O ângulo máximo de condução  $\theta_C$  ocorre quando  $f_s = f_0$ . Para uma mesma  $f_s/f_0$ ,  $\theta_C$  aumenta com o aumento de  $q$ . O maior  $\theta_C$  máximo considerando-se a variação de  $f_s/f_0$  e  $q$ , ocorre quando  $q$  tende a 1 e  $f_s/f_0 = 1$ .

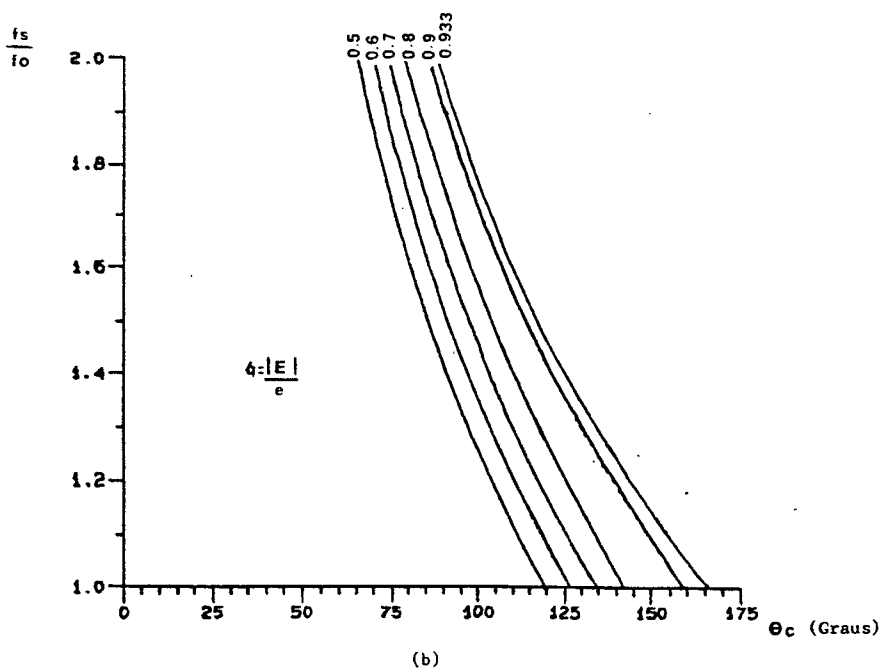
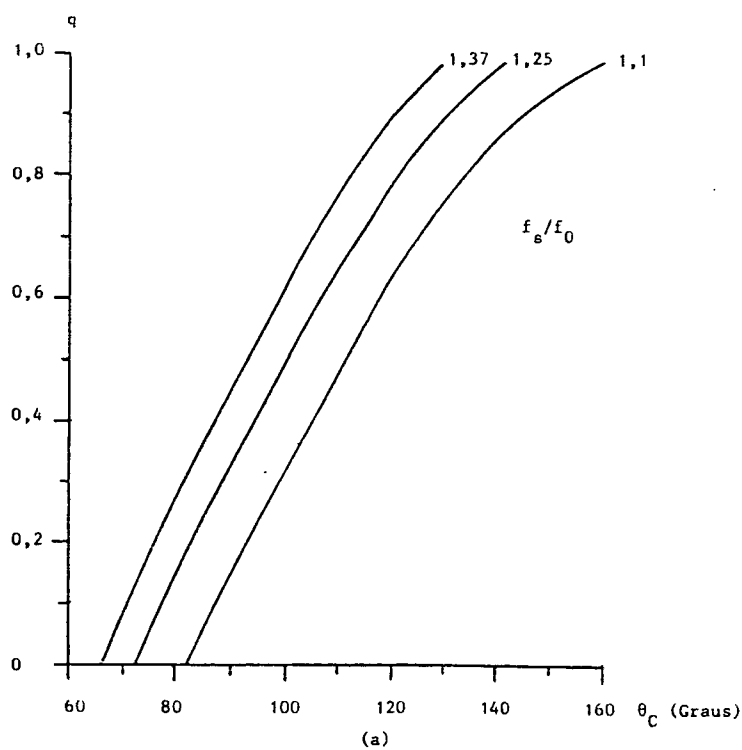


Figura 1.32 - Ábacos relacionando  $q$ ,  $\theta_C$  e  $f_s/f_0$ .



n) Determinação de  $\sqrt{\frac{C}{L}}$  para Determinada Potência, Rendimento e Tensão de Entrada

Tomando a expressão (1.135):

$$b = \frac{P N_S}{\eta N_P V_b e} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.143)$$

Então:

$$P = \eta V_b \frac{N_P}{N_S} e b \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.144)$$

mas

$$|E| = V_b \frac{N_P}{N_S} \quad (1.145)$$

onde  $E$  é a tensão média  $V_b$  refletida ao primário do transformador.

Substituindo-se (1.145) em (1.144)

$$P = \eta |E| e b \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.146)$$

Multiplicando e dividindo (1.146) por  $e$  com auxílio de (1.35) chega-se a :

$$P = \eta q e^2 b \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.147)$$

onde

$$\sqrt{\frac{C}{L}} \frac{\eta e^2}{P} = \frac{1}{q b} \quad (1.148)$$

determina o âbaco visto na Figura 1.33.

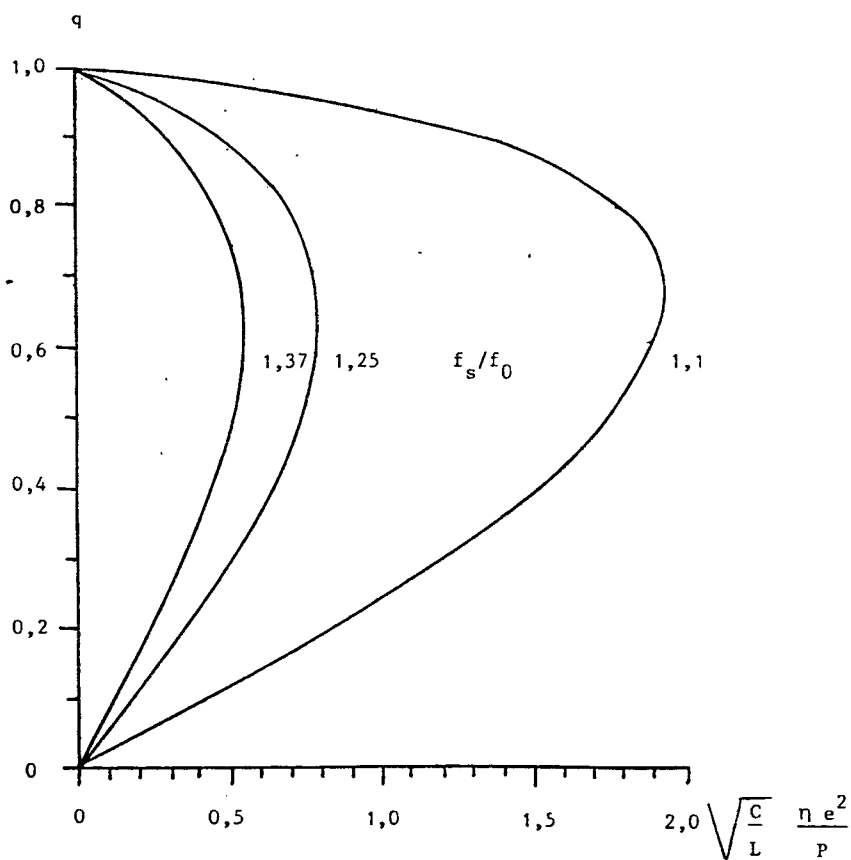


Figura 1.33 - Âbacos para  $\sqrt{\frac{C}{L}} \frac{\eta e^2}{P}$

o) Determinação do Valor de C

Sabe-se que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1.149)$$

Multiplicando-se o denominador de (1.149) por

$$\frac{\sqrt{C}}{\sqrt{C}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L}{C}} C} \quad (1.150)$$

então

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.151)$$

Isolando  $\sqrt{\frac{C}{L}}$  em (1.148)

$$\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{P}{\eta q e^2 b} \quad (1.152)$$

e substituindo em (1.151)

$$f_0 = \frac{P}{2\pi C \eta q e^2 b} \quad (1.153)$$

Assim:

$$\boxed{\frac{C f_0 \eta e^2}{P} = \frac{1}{2\pi q b}} \quad (1.154)$$

Através de (1.154) pode ser traçado o âbaco da Figura 1.34, para determinar o valor de  $C$  para uma dada potência média entregue a bateria ( $P$ ), rendimento ( $\eta$ ), tensão de entrada ( $e$ ) e frequência ressonante do circuito intermediário ( $f_0$ ). Para uma mesma potência entregue, rendimento,  $q$ , e tensão de entrada,  $C$  diminui com o aumento da frequência de ressonância  $f_0$  (1.154). O gráfico de (1.154) tem forma parabólica quando se mantém  $f_s/f_0$  constante. O menor valor de  $C$  para determinada potência, rendimento, tensão de entrada, frequência de chaveamento e frequência oscilante pode ser determinado através do âbaco para  $f_s/f_0$  constante da Figura 1.34 que dá o  $q$  de trabalho.

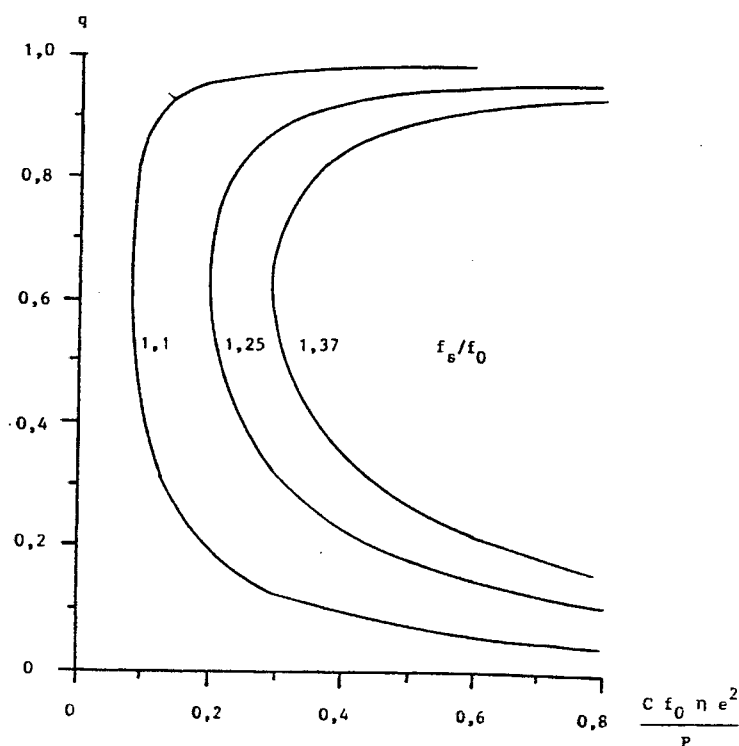


Figura 1.34 - Âbaco para a Determinação de  $C$ .

p) Determinação do valor de L

(1.149) por  $\frac{\sqrt{L}}{\sqrt{L}}$  Multiplicando-se o denominador da expressão tem-se:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi L \sqrt{\frac{C}{L}}} \quad (1.155)$$

De (1.152) substituída em (1.155)

$$f_0 = \frac{\eta q e^2 b}{2\pi L P} \quad (1.156)$$

Rearranjando os termos é possível obter uma expressão da qual plota-se um ábaco para a determinação de L, conhecidos os valores de P, e ,  $\eta$  e  $f_0$  (Figura 1.35)

$$\boxed{\frac{f_0 L P}{\eta e^2} = \frac{q b}{2\pi}} \quad (1.157)$$

Através de (1.157) pode-se afirmar que para uma mesma potência entregue, rendimento, tensão de entrada e q , L diminui com o aumento de  $f_0$  , aumenta com o acréscimo de  $\theta_C$  e decréscimo de  $f_s/f_0$  . Através da expressão (1.157) e do ábaco da Figura 1.31 é possível afirmar que b diminui com o aumento de q para determinada  $f_s/f_0$ .

Logo, o produto  $q b$  descreve uma parábola para o ábaco de (1.157) onde se mantém  $f_s/f_0$  constante. Através desse mesmo ábaco é possível determinar, para uma mesma potência entregue, rendimento, tensão de entrada, frequência de chaveamento  $f_s$  e frequência ressonante  $f_0$ , um determinado  $q$  para o qual a indutância ressonante é máxima. Isto pode ser utilizado no momento em que se deseja extrair determinada potência com determinada razão  $f_s/f_0$  e se tem como fator limitante a indutância presente no circuito.

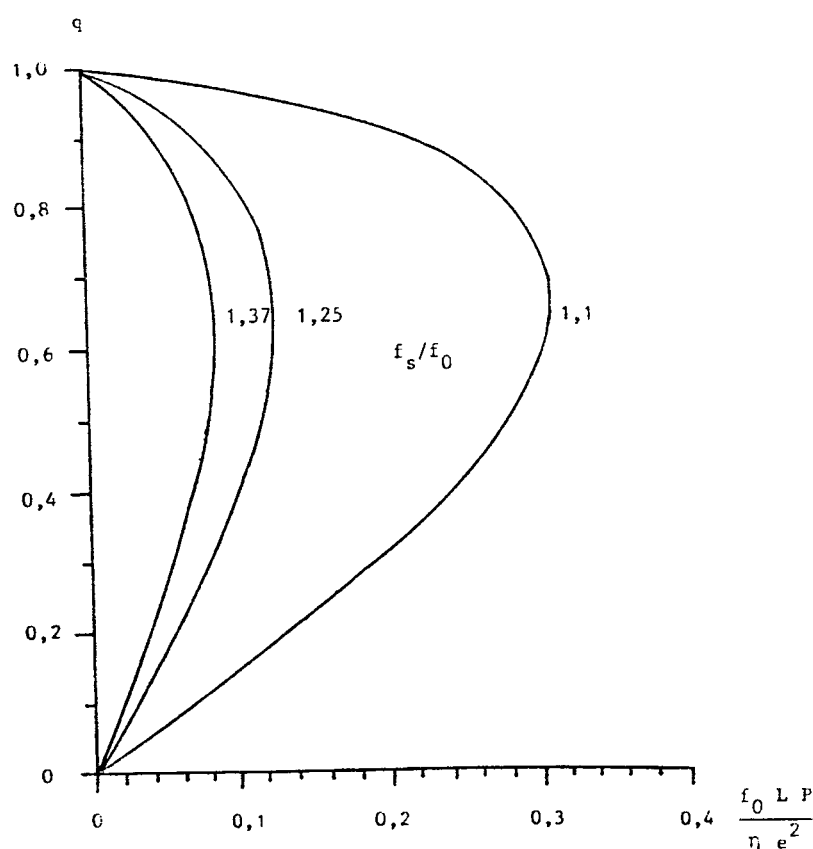


Figura 1.35 - Ábaco para a Determinação de  $L$ .

q) Dimensionamento dos Capacitores Divisores de Tensão (CDT)

Os capacitores divisores de tensão  $CDT_1$  e  $CDT_2$  serão especificados para uma dada queda de tensão  $\Delta V$ .

O circuito equivalente do conversor no lado do primário do transformador para  $TR_1$  disparado é visualizado na Figura 1.36 [3].

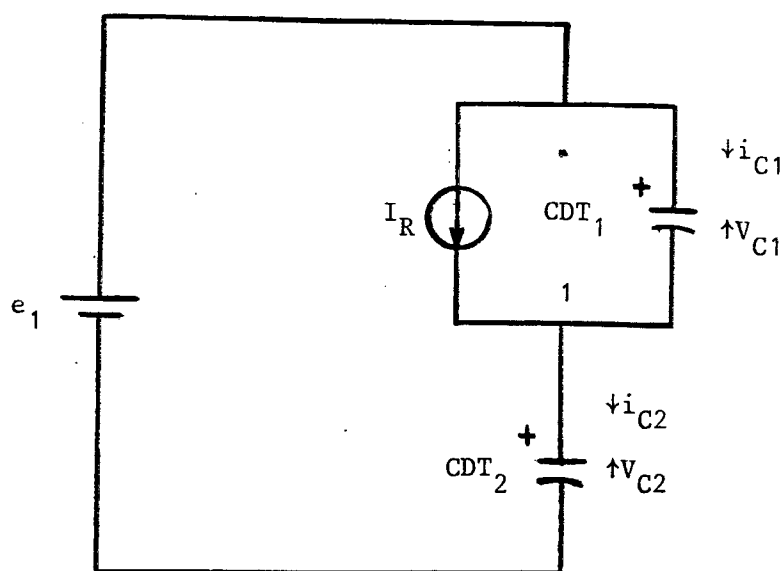


Figura 1.36 - Circuito Equivalente no lado Primário do Transformador para  $TR_1$  Conduzindo.

Aplicando a Lei das Malhas no circuito da Figura 1.36

$$V_{C1} + V_{C2} = e_1 \quad (1.158)$$

Derivando a equação (1.158)

$$\frac{dv_{C1}}{dt} + \frac{dv_{C2}}{dt} = 0 \quad (1.159)$$

Considerando os dois capacitores iguais:

$$i_{C1} = -i_{C2} \quad (1.160)$$

A equação das correntes para o nó 1 resulta:

$$IR + i_{C1} = i_{C2} \quad (1.161)$$

De (1.160) e (1.161)

$$i_{C2} = \frac{IR}{2} \quad (1.162)$$

Para a situação onde os capacitores são mais exigidos (potência elevada),  $f_s$  está próximo de  $f_0$  e a forma de onda da corrente está praticamente em fase com a tensão do inversor de tensão ( $V_{ab}$ ).

Pode ser admitida a situação da Figura 1.37, onde  $IR$  tem uma forma senoidal.



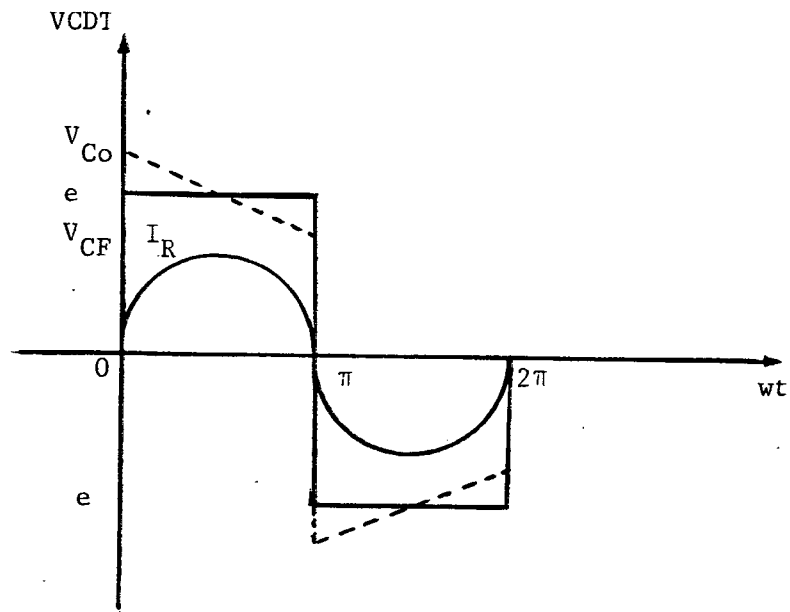


Figura 1.37 - Forma de Onda para ilustrar a Queda de Tensão sobre os Capacitores Divisores de Tensão

A partir da Figura 1.37 tem-se

$$I_R \approx I_{C_P} \sin wot \quad (1.163)$$

$$V_{Co} = e + \Delta V \quad (1.164)$$

$$V_{CF} = e - \Delta V \quad (1.165)$$

Donde:

$$V_{CF} = V_{Co} - \frac{1}{w_0 CDT} \int_0^{\pi} \frac{I_{C_P}}{2} \sin wot dwot \quad (1.166)$$

Assim

$$\boxed{CDT_1 = CDT_2 = \frac{IC_P}{4\pi f_0 \Delta V}} \quad (1.167)$$

A partir das expressões (1.107) e (1.108) como  $IC_P = ITR_{1P}$ , substitui-se o valor parametrizado  $\frac{ITR_{1P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}$  em (1.167) obtendo-se

$$\frac{CDT}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{ITR_{1P}}{e 4\pi f_0 \Delta V} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

onde  $CDT = CDT_1 = CDT_2$

$$\boxed{\frac{CDT f_0 \Delta V}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{ITR_{1P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (1.168)$$

A partir de (1.168) é possível traçar o âbaco para o dimensionamento de CDT. A aproximação é tanto melhor quanto mais próximo de um é o valor de  $q$  e de  $f_s/f_0$ , devido ao fato de  $I_R$  ter uma forma mais próxima da senoidal. (Figura 1.37).

O âbaco para escolha de CDT é mostrado na Figura 1.38.

Os valores dos capacitores divisores de tensão se reduzem à medida que a frequência de chaveamento do circuito

aumenta com  $f_0$ ,  $e$ ,  $q$ ,  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ ,  $\Delta V$  fixos porque diminui a amplitude da corrente ressonante (Figuras 1.38 e 1.26).

Da mesma forma para um mesmo  $f_s/f_0$ ,  $e$ ,  $\Delta V$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ , o valor dos capacitores divisores de tensão diminui à medida que  $q$  se aproxima de 1, porque a amplitude da corrente ressonante também diminui (Figura 1.38 e 1.26).

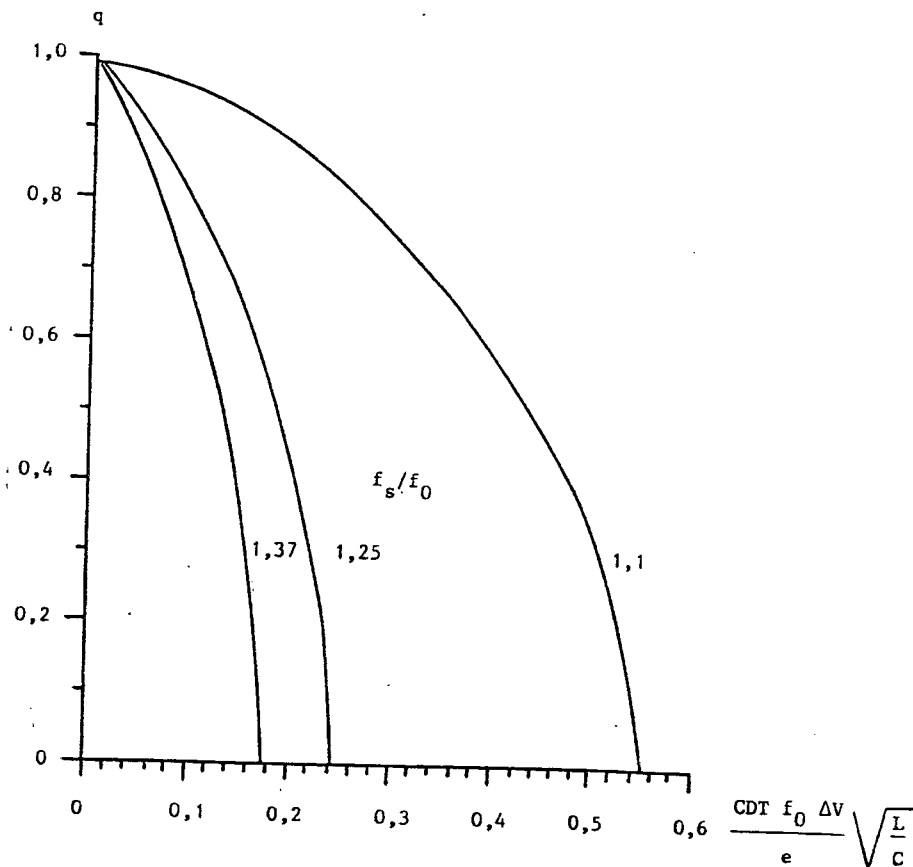


Figura 1.38 - Âbaco para o Dimensionamento de CDT

r) Dimensionamento dos Capacitores de Ajuda à Comutação e Estudo do Instante de Comutação

Instantâneamente pode-se considerar como circuito equivalente da comutação aquele visto na Figura 1.39.

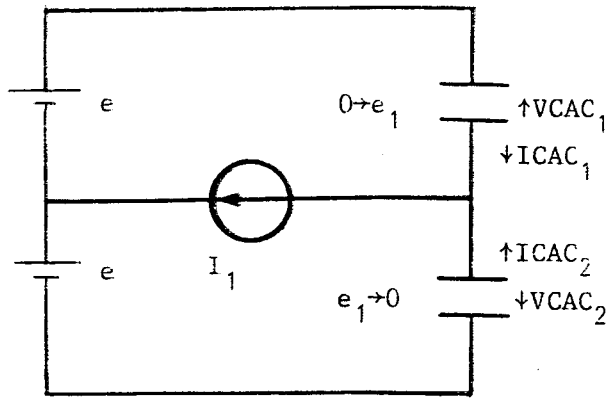


Figura 1.39 - Circuito Equivalente à Comutação  
(Instantaneamente)

Aplicando a Lei dos Nós tem-se:

$$I_{CAC1} + I_{CAC2} = I_1 \quad (1.169)$$

Da expressão da corrente no capacitor

$$CAC_1 \frac{dv_{CAC1}}{dt} + CAC_2 \frac{dv_{CAC2}}{dt} = I_1 \quad (1.170)$$

Considerando-se  $CAC_1 = CAC_2 = CAC$

$$CAC = \frac{I_1}{2 \frac{dv_{CAC}}{dt}} = \frac{I_1 dt}{2 dv_{CAC}} \quad (1.171)$$

Da expressão (1.169) para  $dv_{CAC} = e_1$

$$CAC = \frac{I_1 \Delta t}{2 e_1} \quad (1.172)$$

O valor de  $\Delta t$  é o tempo de duração da comutação. Em média este tempo é de  $1\mu s$ .

A rigor tudo ocorre num intervalo de tempo exíguo. Pode-se considerar o indutor como uma fonte de corrente de valor constante igual a  $I_1$ , e uma variação muito pequena da tensão sobre o capacitor ressonante. Isso implica que as condições iniciais para a condução do diodo de roda-livre podem ser consideradas como sendo  $I_1$  e  $V_1$ .

Com auxílio da expressão (1.56) e substituindo em (1.172) o valor parametrizado de  $I_1$  chega-se a:

$$\frac{CAC}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_1}{e^2 e_1} \sqrt{\frac{L}{C}} \Delta t \quad (1.173)$$

mas

$$e_1 = 2e \quad (1.174)$$

$$\frac{CAC}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_1}{4e^2} \sqrt{\frac{L}{C}} \Delta t$$

Assim

$$\boxed{\frac{CAC}{\Delta t} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{I_1}{4e} \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (1.175)$$

A expressão (1.175) fornece o âbaco para o dimensionamento de CAC, para determinado  $\Delta t$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  (Figura 1.41).

Quando se trabalha com frequência oscilante  $f_0$  fixa e  $f_s$  variável, à medida que  $f_s$  é acrescida são necessários valores menores de capacitores de ajuda à comutação para um mesmo  $\Delta t$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$ . Um conversor ressonante que trabalha com uma frequência de chaveamento próxima da oscilante, possui um capacitor de ajuda à comutação relativamente grande e o comportamento na comutação semelhante ao da Figura 1.39: Conservando-se os mesmos capacitores e aumentando-se a frequência de chaveamento, para o mesmo conversor verifica-se uma corrente  $I_1' < I_1$  (Figura 1.19). O  $\Delta V$  de 0 para  $e_1$  nos capacitores CAC devido à ação de  $I_1'$  demorará mais tempo, pela análise da expressão (1.171).

A situação citada é expressa através da Figura 1.40.

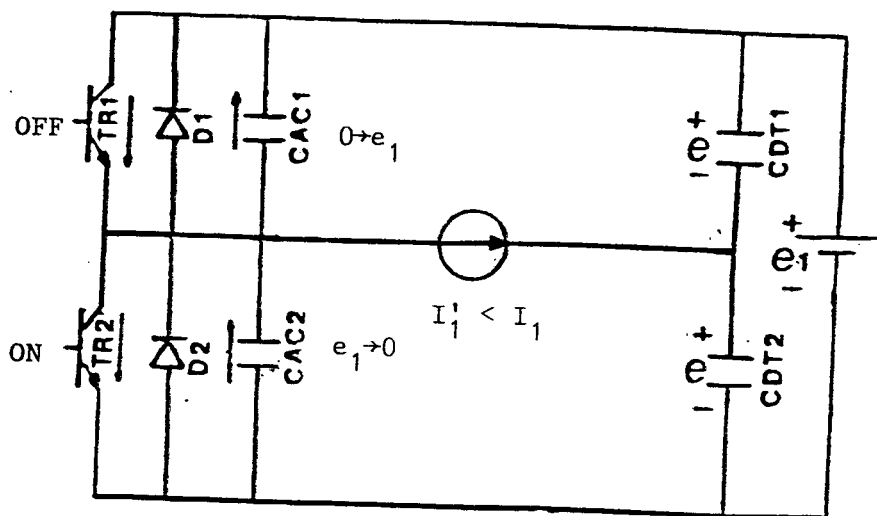


Figura 1.40 - Situação Verificada com o Superdimensionamento dos Capacitores Ressonantes.

$I_1$  diminui à medida que se aumenta o valor de  $q$ , para uma mesma  $f_s/f_0$ ,  $e$  e  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  (Figura 1.19). Dessa forma é de se esperar que para uma mesma  $f_s/f_0$  o valor de CAC diminua com o aumento de  $q$  (Figura 1.41).

Um estudo detalhado da comutação é efetuado no Apêndice.

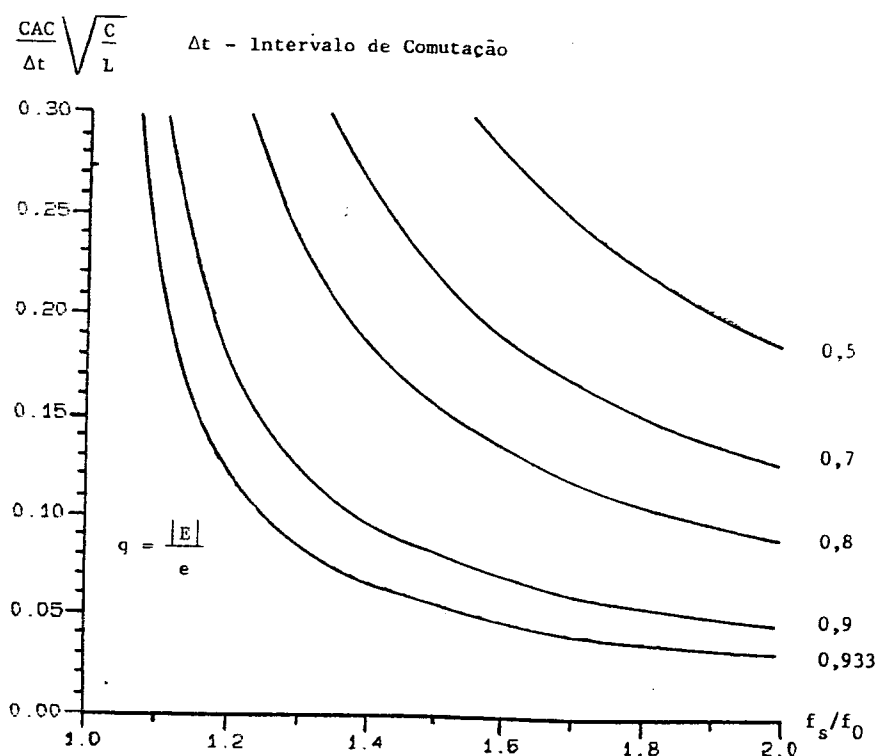


Figura 1.41 - Âbaco para a Determinação do Capacitor de Ajuda à Comutação.

### 1.7 - Conclusão

O estudo realizado neste Capítulo envolveu o inversor série ressonante trabalhando com razão cíclica de 50% a  $f_s/f_0 \geq 1$ . O seu funcionamento pode ser descrito e estudado com base na análise de um circuito RLC simples.

Para simplificar a análise realizada a tensão  $V_b$  de carga foi considerada constante. As capacitâncias, resistências e indutâncias adicionais assumidas nulas, e os capacitores divisores de tensão muito maiores que o capacitor  $C$ . A partir do diagrama de fase em cada etapa de funcionamento é possível de terminar trajetórias de equilíbrio distintas. Com o diagrama de fase para meio ciclo de funcionamento do conversor, uma série de grandezas parametrizadas de regime permanente é obtida. Os âbacos traçados com as grandezas parametrizadas em função de  $q$ ,  $\theta_C$  e  $f_s/f_0$  descrevem o comportamento do inversor.



## C A P Í T U L O   I I

### ESCOLHA DO INTERRUPTOR DE POTÊNCIA

#### 2.1 - Introdução

Neste Capítulo conduz-se o leitor a assimilar os motivos que levaram à escolha do "Tiristor Dual" como interruptor de potência do inversor.

Os principais aspectos observados na escolha do interruptor são:

- . isenção de perdas na comutação;
- . simplicidade;
- . possibilidade de emprego da estrutura em alta frequência para redução da relação peso/potência;
- . possibilidade de utilização em alta-tensão que implica num alto rendimento;
- . facilidade de proteção.

A estrutura tradicional do conversor a ressonância, em estudo, utiliza tiristores [19]. O tempo de aplicação de tensão reversa necessário ao bloqueio dos tiristores ( $10\mu s < t_q < 200\mu s$ ) restringe a operação da estrutura a frequências muito baixas, com a frequência de operação abaixo da frequência ressonante do circuito LC intermediário.

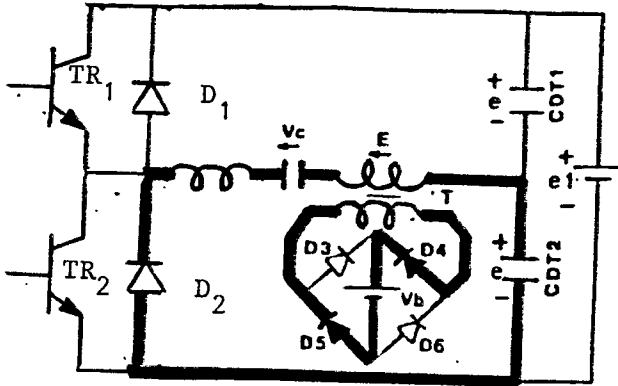
## 2.2 - Estrutura Tradicional do Inversor Série Ressonante Empregando Tiristores e Operando com $f_s < f_0$

O inversor série ressonante empregando tiristores em anti-paralelo com diodo é visto na Figura 2.1 que descreve o seu funcionamento e principais formas de onda. Devido a ação da energia armazenada no capacitor, a corrente inverte e circula por  $D_2$  propiciando um tempo de aplicação de tensão reversa sobre  $SCR_2$  que estava conduzindo. Após  $SCR_2$  estar efetivamente bloqueado  $SCR_1$  é disparado. Cabe ressaltar que com a utilização de tiristores o comando deve ser bem projetado e construído sem que haja disparo com ruídos espúrios de modo a haver condução simultânea de  $SCR_2$  e  $SCR_1$  através da fonte de alimentação. O tiristor  $SCR_1$  conduz. A corrente evolui até chegar a zero (bloqueio espontâneo de  $SCR_1$ ). A corrente do circuito oscilante inverte circulando por  $D_1$  quando o tiristor  $SCR_1$  é submetido a aplicação de tensão reversa. Desse modo no inversor série ressonante há limitação na frequência de operação devido ao tempo de recuperação reversa do tiristor.

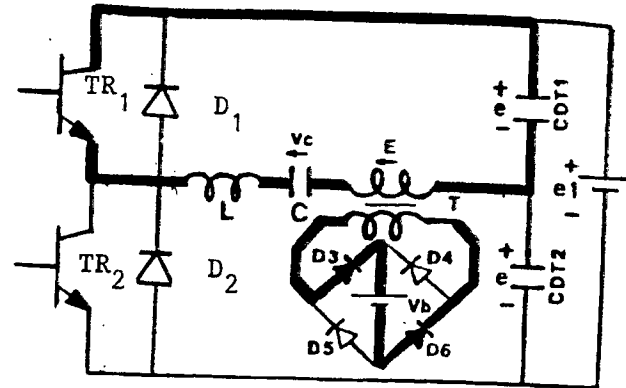
## 2.3 - Inversor Série Ressonante com Transistores e Operando com $f_s < f_0$

É possível trabalhar com  $f_s < f_0$  utilizando transistores no inversor série ressonante Figura 2.2. O funcionamento é similar ao da Figura 2.1 não havendo necessidade de aplicação de tensão reversa. No bloqueio a corrente chega a zero naturalmente e o transistor deve parar de conduzir. Com um comando

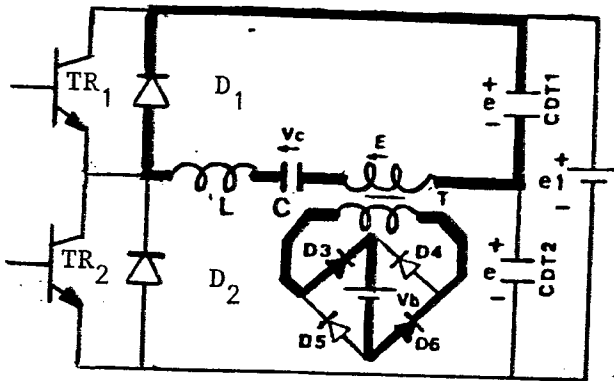




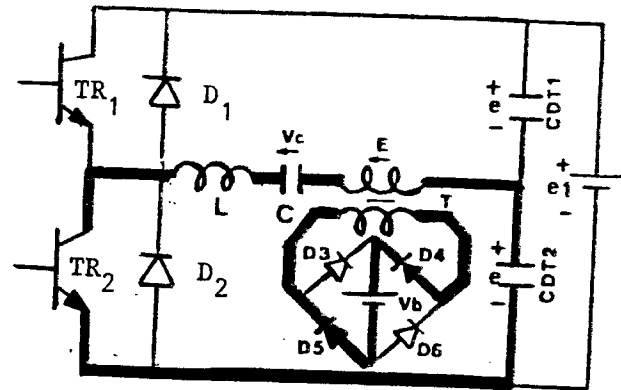
(a)



(b)



(c)



(d)

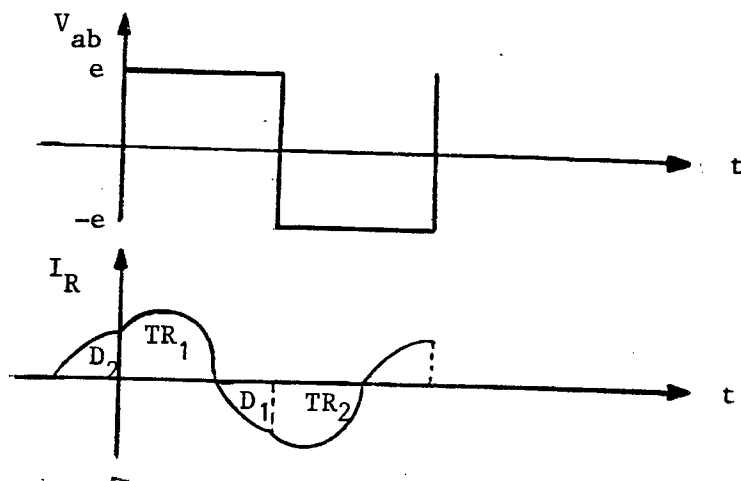


Figura 2.2 - Inversor Série Ressonante Empregando Transistores em Anti-Paralelo com Diodo ( $f_s < f_0$ )

complementar o outro transistor estará apto a conduzir após alguns micro-segundos tornando possível um aumento da frequência de operação do inversor.

Este tipo de funcionamento e estrutura conserva a operação do conversor em frequências abaixo da ressonante. O funcionamento do conversor, em frequência, é limitado pelas dimensões físicas do capacitor e indutor ressonante.

## 2.4 - Estudo Envolvendo as Regras de Dualidade

Quando o conversor é projetado os interruptores são de importância vital. A necessidade de conversores com desempenho elevado exige que as estruturas funcionem em alta-tensão para melhorar o rendimento e em alta-frequência para melhorar a relação potência/peso. Tanto a utilização de tensões e frequências elevadas, quanto as condições de comutação levam a criar novos conversores e interruptores essencialmente baseados na intuição e experiência. Atualmente um dos métodos de criação de novos conversores estáticos é a aplicação das Regras da Dualidade tanto nos conversores como nos interruptores [2]. Com isso define-se novos interruptores e conversores. A seguir será feita uma análise envolvendo as Regras de Dualidade, buscando melhores opções para escolha do interruptor do inversor série ressonante em estudo.

Através das Regras de Dualidade é possível obter interruptores e circuitos de proteção adicionais dos tradicionais já conhecidos. Inicia-se o estudo como um enfoque breve sobre a Dualidade em Conversores. Posteriormente, uma análise

das Regras de Dualidade em Interruptores definirá o "tiristor dual".

#### 2.4.1 - Dualidade de Circuitos

As regras de dualidade são aplicadas normalmente para tornar mais simples a apresentação ou utilizar os resultados conhecidos de outros circuitos lineares analisados.

Os circuitos duais consistem duas representações físicas diferentes de um mesmo conjunto de equações lineares.

A equação de malha de um dos circuitos corresponde a equação de nós do outro. Fisicamente pode ser estabelecida uma lista de elementos duais.

|             |   |              |
|-------------|---|--------------|
| Corrente    | - | Tensão       |
| Resistência | - | Condutância  |
| Indutância  | - | Capacitância |
| Impedância  | - | Admitância   |

Para que o dual de um circuito exista, é necessário que esse circuito possa ser desenhado em um plano sem cruzamento de ramos. Teoricamente para obter o circuito dual de outro circuito basta escrever as equações de malhas (ou de nós), trocar os elementos correspondentes pela dualidade e redesenhar o circuito para essas equações.

Um procedimento mais simples de obter o circuito dual é mostrado na Figura 2.3. Inicialmente são marcados os nós da malha dual. Um ponto no centro de cada malha e outro no exterior do circuito original. Entre os nós duais deve ser inserido um ramo, entre malhas adjacentes, sobre cada elemento pertencente ao circuito original. Cada ramo deve conter o elemento dual do ultrapassado.

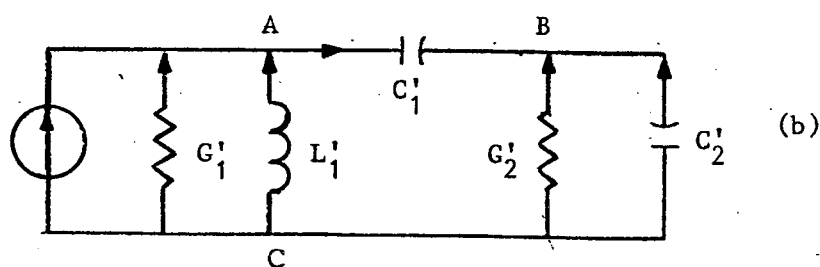
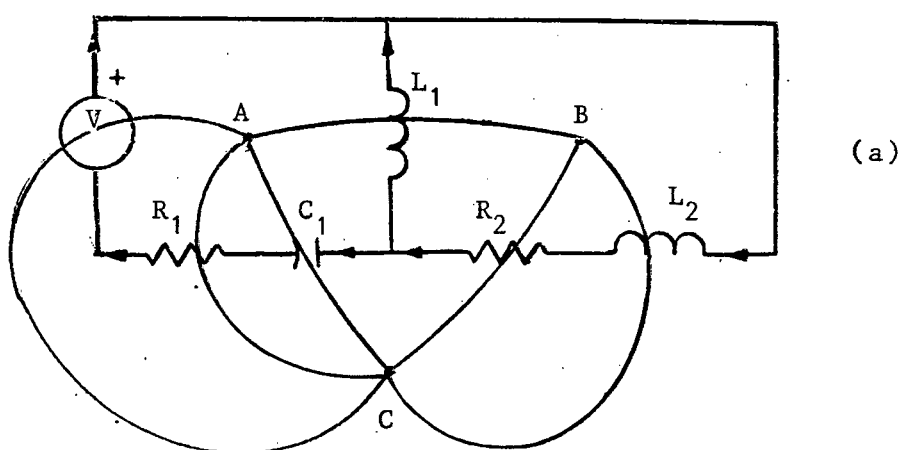


Figura 2.3 - Procedimento Simples para obter o  
Dual de um Circuito

De posse da estrutura dual é necessário definir os sinais das grandezas duais como por exemplo o sentido da fonte de corrente na Figura 2.3-b, e a orientação da corrente nos elementos do novo circuito. Com as convenções escolhidas para o circuito original da Figura 2.3-a, é possível escrever as equações:

$$V + VR_1 + V_{C1} - V_{L1} = 0 \quad (2.1)$$

$$V_{L1} + VR_2 + V_{L2} = 0 \quad (2.2)$$

Para o nó A aplicando o teorema da dualidade

$$I + I'_{G1} + I'_{L1} - I'_{C1} = 0 \quad (2.3)$$

e para o nó B

$$I'_{C1} + I'_{G2} + I'_{C2} = 0 \quad (2.4)$$

A orientação dos sinais das correntes no circuito dual da Figura 2.7-b é dada através das equações (2.3) e (2.4).



#### 2.4.2 - Dualidade de Interruptores Estáticos

A aplicação das regras da dualidade aos conversores estáticos, levam ao conhecimento dos elementos duais dos dispositivos semicondutores.

Em um semicondutor de potência qualquer, tanto o disparo como o bloqueio podem ser classificados como espontâneo ou comandado. Ao classificar os interruptores de potência clássicos como o transistor, diodo e tiristor chega-se a Tabela 2.1.

| DISP.      | BLOQ. | ESPONTÂNEO | COMANDADO  |
|------------|-------|------------|------------|
|            |       |            |            |
| ESPONTÂNEO |       | DIODO      |            |
| COMANDADO  |       | TIRISTOR   | TRANSISTOR |

Tabela 2.1 - Classificação dos Interruptores de Potência

Estes semicondutores são definidos por suas características estáticas e seu ciclo de funcionamento dinâmico que representa o modo de passagem de um estado a outro na característica. Como as características são descritas em termos de corrente e tensão é possível determinar interruptores duais (com características duais). Supondo suas características ideais, serão determinados a seguir os duais de alguns interruptores:

## a) Dual do Interruptor Comum

A partir das características da Figura 2.4 torna-se evidente de que o dual de um interruptor aberto é um interruptor fechado.

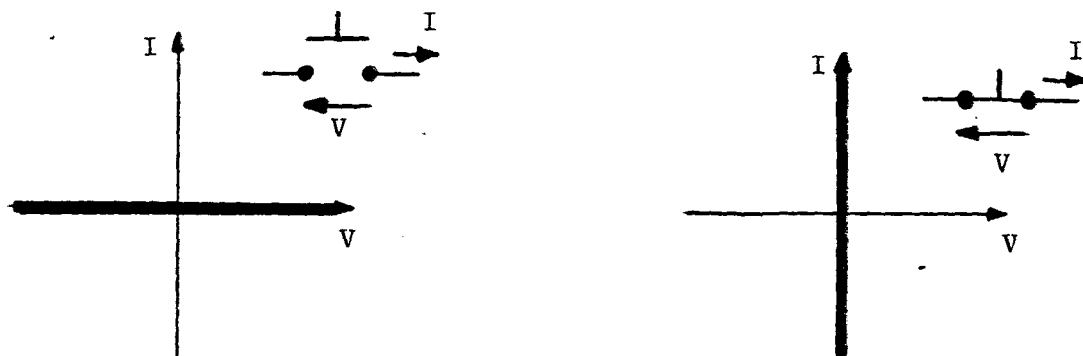


Figura 2.4 - Dualidade entre Interruptor Fechado e Interruptor Aberto.

## b) Dual do Diodo

A característica estática ideal do diodo é representada na Figura 2.5.

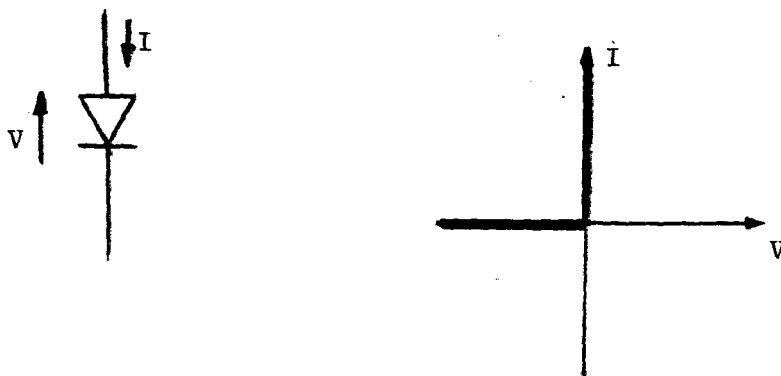


Figura 2.5 - Característica Estática Ideal do Diodo.

As características do componente dual do diodo se deduzem imediatamente sendo as mesmas do próprio diodo. (Figura 2.6).

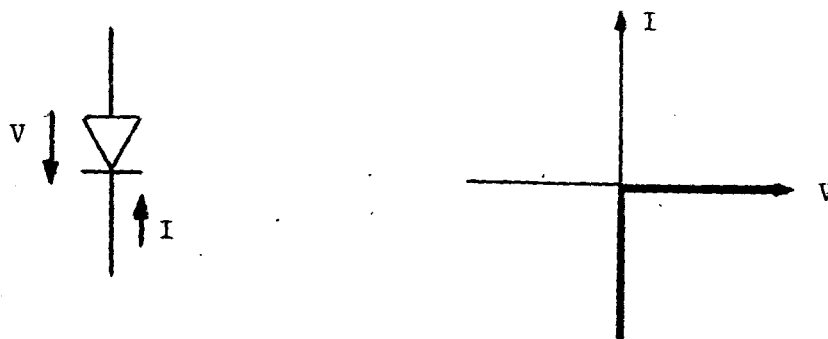


Figura 2.6 - O Diodo é o Dual de si mesmo.

### c) Dual do Transistor

O transistor de potência utilizado em comutação é um elemento unidirecional em corrente e em tensão comandado no disparo e bloqueio. O componente dual do transistor é ele mesmo (Figura 2.7)

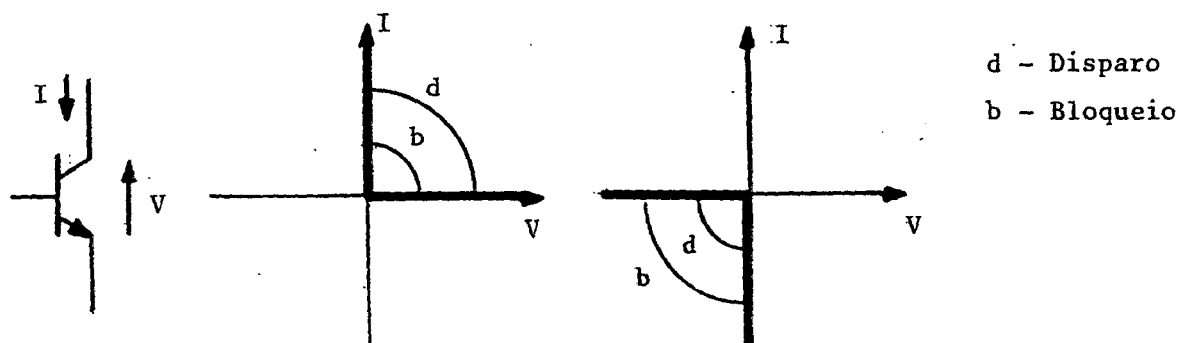


Figura 2.7 - O Transistor é Dual de si mesmo.

## d) Dual do Tiristor

O tiristor é um elemento bidirecional em tensão, unidirecional em corrente e comandado no disparo. O componente dual do tiristor é um elemento bidirecional em corrente e unidirecional em tensão comandado no bloqueio (Figura 2.8). Dessa forma ele vem preencher o espaço vazio existente na Tabela 2.1. Contrariamente à todos os componentes citados até aqui, mantendo a característica da Figura 2.12-b o tiristor dual não corresponde a nenhum componente discreto existente. O componente apresenta do pode, contudo, ser realizado com semicondutores de potência e circuitos específicos de comando e de ajuda a comutação.

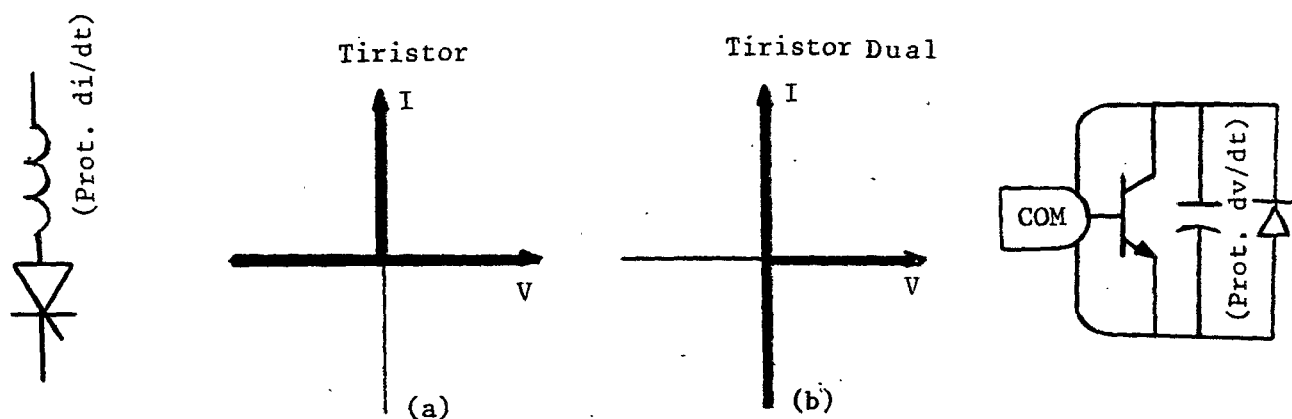
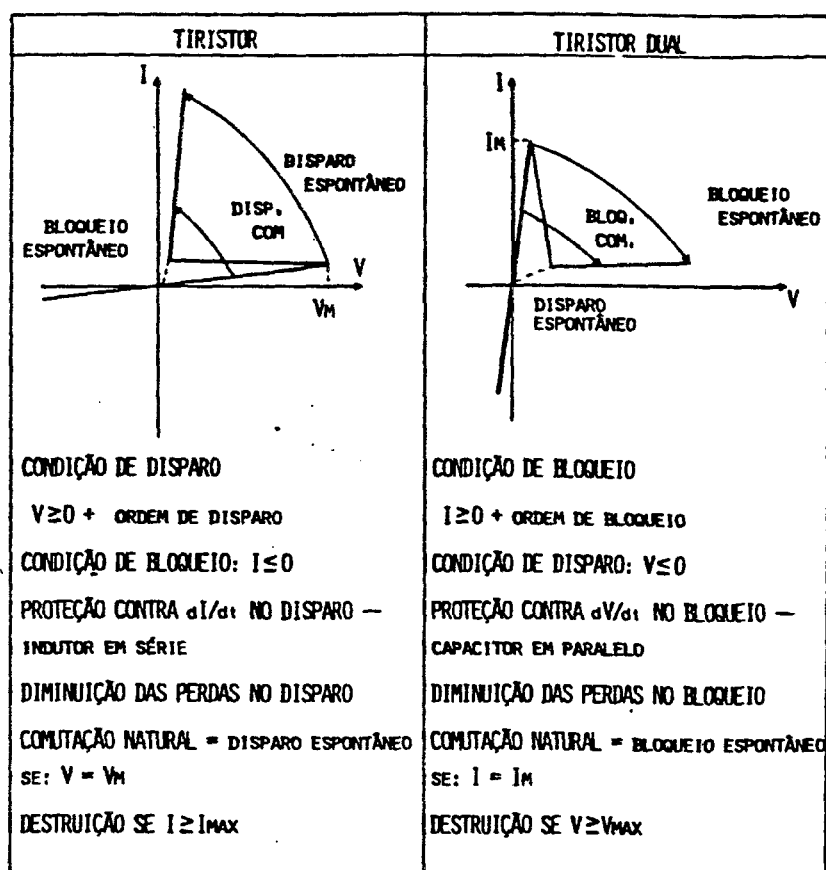


Figura 2.8 - (a) O tiristor

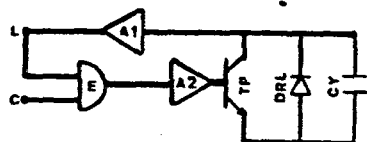
(b) Tiristor Dual

### 2.4.3 - A Implementação do Tiristor Dual

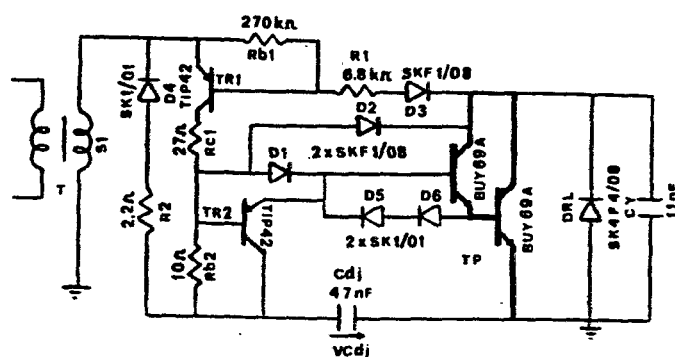
A dedução das características do tiristor dual a partir do tiristor, esquema funcional e realização prática são mostradas na Figura 2.9 [2]. A Figura 2.9-a mostra a dedução da característica do tiristor dual a partir da característica do tiristor. Verifica-se assim as condições de funcionamento que deve possuir o tiristor dual. O esquema funcional do circuito eletrônico e de potência do tiristor dual é visto na 2.9-b. O sinal de comando  $C$  é tal que  $C=1$  autoriza a condução e  $C=0$  determina o bloqueio. A porta  $E$  transmite ao tiristor por intermédio de  $A_2$  um comando efetivo quando  $C.L=1$ . O sinal de bloqueio  $C=0$  provém do comando ou da não saturação do transistor (função disjuntor eletrônico). O circuito  $A_2$  é um dispositivo que controla e regula o estado de saturação do transistor. O capacitor  $C_y$  reduz as perdas no bloqueio protegendo o transistor contra  $dV/dt$ . O diodo  $DR_L$  deve ser rápido permitindo a condução no sentido inverso ao do transistor. Na Figura 2.9-c tem-se uma realização prática do tiristor dual.  $TR_1$  atua no disparo de  $T_p$  através de  $RC_1$ ,  $D_2$  e  $D_1$  quando a polarização do enrolamento  $S_1$  é adequada à condução e  $D_3$  está polarizado diretamente ( $V_{T_p} \approx 0$ ). Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  formam um circuito de auto-adaptação, mantendo  $V_{CB}$  de  $T_p$  em valores próximos de zero evitando a supersaturação e aumento do tempo de estocagem de  $T_p$ . A supersaturação é evitada por adaptação natural de  $I_b$  a  $I_c$ . No bloqueio o transistor  $TR_2$  extrai corrente inversa da base de  $T_p$  aplicando em seguida uma polarização negativa na junção base-emissor do transistor principal.  $D_4$  e  $R_2$  possibilitam a extração da corrente inversa e a polarização reversa da base de  $T_p$ . Eles mantêm CDJ carregado para a ação do



(a)



(b)



(c)

Figura 2.9 - Tiristor Dual:

- (a) Dedução
- (b) Esquema Funcional
- (c) Realização Prática

disjuntor eletrônico. A função disjuntor eletrônico atua no caso de uma sobrecarga súbita acidental. Nesse caso há uma dessaturação de  $T_p$  e o comando deve determinar o bloqueio para proteção. Com o acréscimo de  $V_{T_p}$ ,  $D_3$  é polarizado inversamente saindo de condução e bloqueando  $TR_1$  que interrompe a corrente de base de  $T_p$ . O capacitor CDJ pré-carregado substitui o enrolamento  $S_1$  sendo o responsável nesse instante pela extração da corrente inversa e polarização negativa de  $T_p$  bloqueando-o.

#### 2.4.4 - Breve Comentário sobre a Dualidade de Conversores Estáticos

Como um conversor estático é composto de uma estrutura de potência e interruptores é possível criar novos conversores aplicando o Teorema da Dualidade. (Figura 2.10)

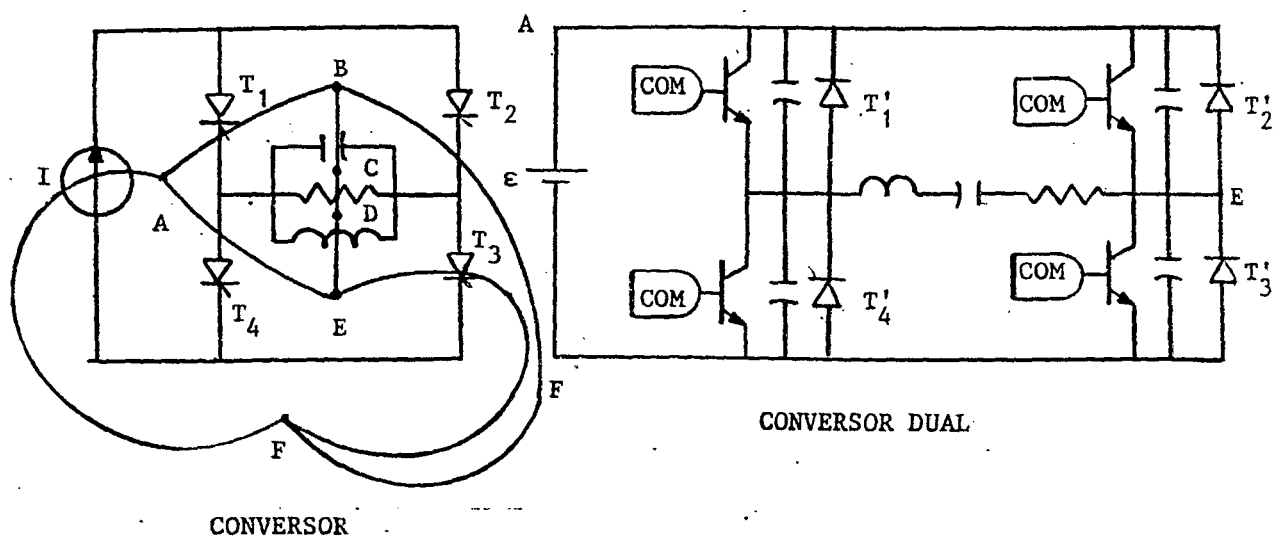


Figura 2.10 - Aplicando o Teorema da Dualidade em um Conversor Estático.

#### 2.4.5 - Utilização do Tiristor Dual no Inversor Série Ressonante

No início deste Capítulo procurou-se analisar os inconvenientes encontrados na utilização do tiristor e transistor de potência como interruptores do inversor série ressonante em estudo. Como a estrutura do conversor já é conhecida, buscou-se através da análise de interruptores um novo interruptor capaz de satisfazer os requisitos de alto rendimento e alta frequência de operação. Completando a Tabela 2.1 o tiristor dual mostrou ser mais uma opção para a escolha do interruptor do inversor série ressonante.

a) Inversor Série Ressonante Operando com

$$f_s < f_0$$

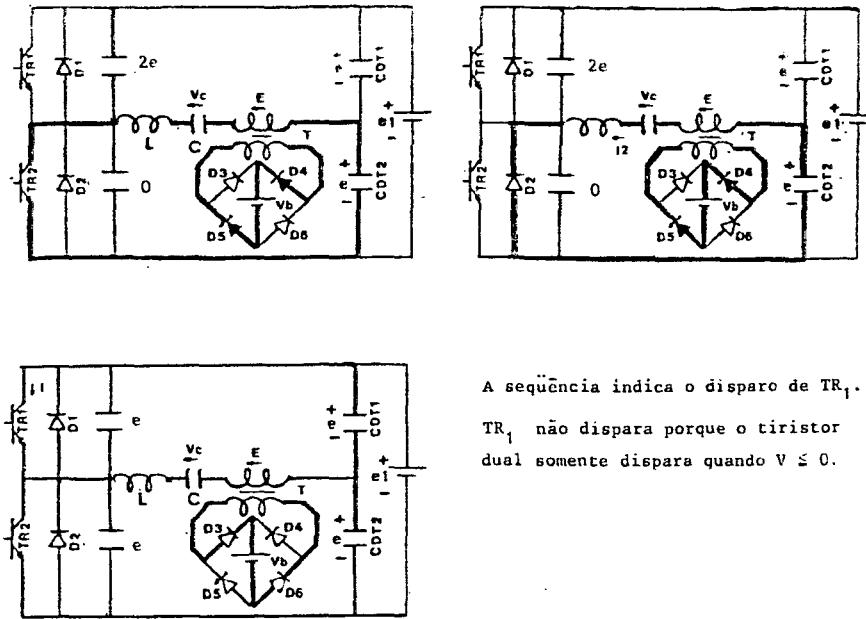
Considerando o circuito LC intermediário do inversor série ressonante, verifica-se que quando  $f_s < f_0$ , prevalece o comportamento capacitivo. Dessa forma, pela análise da Figura 2.11 verifica-se um adianto da corrente ressonante em relação a tensão  $V_{ab}$ . A utilização de tiristores duais é mal adaptada.

b) Inversor Série Ressonante Operando com

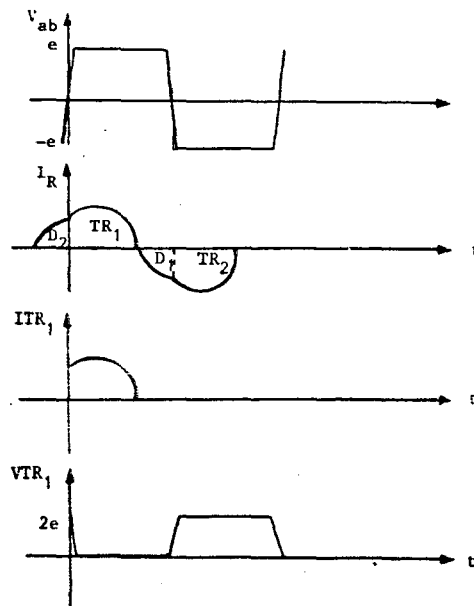
$$f_s > f_0$$

Resta portando o emprego do tiristor dual com  $f_s > f_0$  cujo funcionamento foi apresentado no Capítulo I. Neste circuito prevalece o comportamento indutivo no circuito LC e a corrente ressonante está atrasada em relação a tensão sobre o





. Formas de Onda para Estrutura com  $f_s < f_0$



O tiristor dual não funciona pois  $V_{TR1} = 2e$  no momento do disparo e o transistor só conduz se  $V \leq 0$ .

Figura 2.11 - Funcionamento do Inversor Série Ressonante com Tiristor Dual e  $f_s < f_0$  é mal adaptado.

circuito oscilante ( $V_{ab}$ ). A comutação é natural no disparo e o circuito de ajuda à comutação ao bloqueio é simples e eficiente. Aliando-se o tiristor dual com os princípios de ressonância do conversor em estudo é possível trabalhar com alta eficiência e em altas frequências de chaveamento reduzindo a relação peso/potência do conversor, o que restringe esse tipo de conversor à aplicações nobres (aeroespaciais, aeronáuticas, etc).

## 2.5 - Conclusão

Com o auxílio das regras de dualidade é possível criar novos conversores estáticos e novos interruptores. O interruptor dual do tiristor é aplicável ao inversor série ressonante quando  $f_s > f_0$ .

O tiristor dual aliado aos princípios ressonantes confere perdas nulas na comutação e um alto rendimento ao inversor.

## C A P Í T U L O   I I I

PROJETO DA ESTRUTURA DE UM CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE3.1 - Introdução

Neste Capítulo são descritos os passos para projeto do conversor série ressonante da Figura 3.1, empregando o tiristor dual. Os transistores  $TR_1$  e  $TR_2$  são comandados complementarmente com razão cíclica de 0,5, numa frequência superior a frequência de ressonante ( $f_0$ ) do circuito LC intermediário.

A especificação do transformador da estrutura obedece critérios aproximados. Para um projeto mais apurado seria necessário o estudo de modelos que permitissem representar o transformador na condição de operação proposta. A modelagem do transformador não é simples uma vez que a frequência de chaveamento é elevada e variável.

3.2 - Definição dos Parâmetros para Projeto da Estrutura

Os parâmetros definidos para o projeto da estrutura foram:

$P$  - potência média de saída

$V_b$  - tensão da bateria

$e_1$  - tensão de entrada

A pretensão inicial foi projetar um conversor de 1KW, com frequências ressonante e de chaveamento de 16KHz e 20KHz respectivamente. O conversor deve trabalhar com uma fonte  $e_1$  de 300V.

Assim ficam definidos:

$$1) \quad \frac{f_s}{f_0} = 1,25 \quad (3.1)$$

$$2) \quad P = 1KW \quad (3.2)$$

$$3) \quad e_1 = 300V \quad (3.3)$$

A carga é composta de um banco com doze baterias de doze Volts, quatro a quatro em paralelo, totalizando quarenta e oito Volts.

Dessa forma toma-se:

$$4) \quad V_b \cong 50V \quad (3.4)$$

Considerando que:

$$P = V_b \cdot I_{Vb_{med}} \quad (3.5)$$

$I_{Vb_{med}}$  é a corrente média que deve circular na bateria. Assim:

$$5) \quad I_{Vb_{med}} \cong 20A \quad (3.6)$$

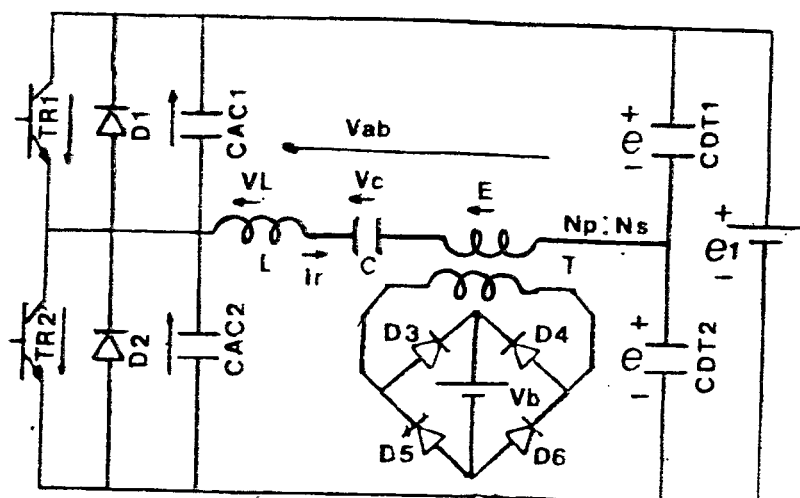


Figura 3.1 - O Inversor Série Ressonante utilizando Tiristor Dual.

### 3.3 - Escolha do "q" de Trabalho

Verifica-se através do âbaco da Figura 3.2, que quanto mais elevado for o valor de  $q$  para uma mesma  $f_s/f_0$ , maior será o ângulo de condução  $\theta_c$  e mais próximo de uma senóide estará a forma de onda da corrente no capacitor.

Tendo em vista esses valores escolhe-se:

$$q = \frac{|E|}{e} = 0,9333$$

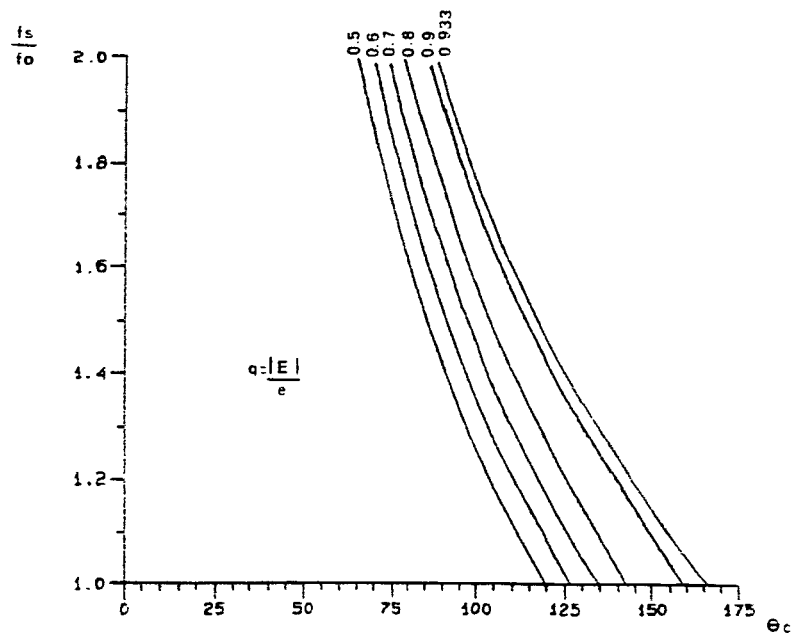


Figura 3.2 - Âbaco  $\theta_C \times f_s/f_0$  para Valores de "q" Constantes

### 3.4 - Definição do Circuito LC Intermediário

O capacitor ressonante a ser utilizado tem dielétrico de polipropileno, com alta capacidade de  $dV/dt$  e baixa resistência série equivalente.

Através do âbaco da Figura 1.34 é possível determinar o valor do capacitor-ressonante C.

Dessa forma:

$$\frac{f_0 C \eta e^2}{P} = 0,48 \quad C = 1,37 \text{ uF} \quad (3.7)$$

Foi considerado um rendimento de 97%  $\rightarrow \eta = 0,97$ .

A tensão máxima sobre o capacitor é dada pelo ábaco da Figura 1.17.

$$\frac{V_{C0}}{e} = 0,49 \qquad V_{C0} \approx 73,5V \qquad (3.8)$$

O valor do indutor ressonante, sua corrente de pico, e eficaz podem ser obtidos através dos ábacos das Figuras 1.35, 1.26 e 1.30.

Assim:

$$\frac{f_0 L P}{e^2 \eta} = 0,055 \qquad L = 75 \mu H \qquad (3.9)$$

Define-se:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = 7,4 \qquad (3.10)$$

$$\frac{I_{Lp}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,55 \qquad I_{Lp} = 11,14 A \qquad (3.11)$$

$$\frac{I_{Lef}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,45 \qquad I_{Lef} = 9,12 A \qquad (3.12)$$

O indutor ressonante está sujeito a limitações

térmicas nos condutores expressa pela máxima corrente eficaz circulante. O indutor com múltiplas camadas apresenta o inconveniente de provocar o aquecimento das espiras interiores. O fato de utilizar uma frequência elevada aumenta o valor da tensão induzida no interior do solenóide, aumentando com isso as perdas térmicas nos condutores. É recomendada a utilização de núcleos de ferrite, quando a indutância necessária é muito elevada, com a finalidade de construir indutores de uma só camada, reduzir as perdas supra-citadas e compactar a montagem.

No caso, como a indutância necessária é pequena, torna-se conveniente, apesar das dimensões elevadas, utilizar um indutor de uma só camada com núcleo de ar. A expressão

$$N^2 = \frac{4 L \ell_1}{\mu_0 \pi d^2} \quad \text{com } \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad (1.13)$$

será utilizada. Para  $\ell_1 = 4 \text{ cm}$  e  $d = 10 \text{ cm}$

$$N = 16 \text{ espiras}$$

O efeito "SKIN" é traduzido por um aumento da corrente na periferia e uma redução da densidade de corrente no interior de um condutor, produzido pela ação de um campo eletromagnético aplicado. Esse efeito torna-se mais pronunciado à medi



da que a frequência de excitação é aumentada. A distância em que a densidade de corrente decresce 63% é conhecida como profundida de de penetração sendo calculada pela expressão abaixo:

$$X_1 = (\rho/\mu f\pi)^{1/2} \quad (3.14)$$

Onde:

$\rho$  - é a resistividade volumétrica em  $\Omega.m$

$f$  - é a frequência em Hertz

$\mu$  - é a permeabilidade em H/m

O ábaco da Figura 3.3 permite encontrar o fio com raio igual a profundidade de penetração para diversas frequências. Ele indica a bitola de utilização total do condutor a uma dada frequência. [13]

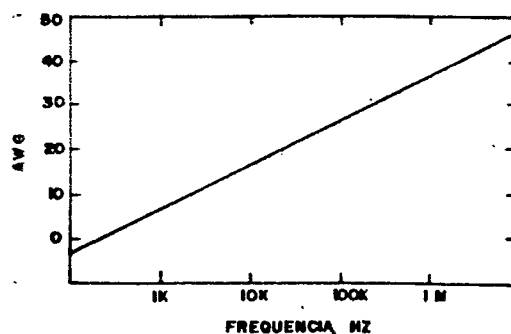


Figura 3.3 - Frequência x diâmetro do Fio AWG para  $X_1$  igual ao Raio do Fio.

Para uma frequência de 20KHz, de acordo com o diâmetro obtido pelo âbaco da Figura 3.3 deve ser utilizado fio 18 AWG.

Como  $IL_{ef} = 9,12 \text{ A}$ , com o intuito de conduzir a corrente eficaz e reduzir o efeito "SKIN" devem ser unidos quatro condutores 18 AWG em paralelo no enrolamento do indutor, totalizando uma secção transversal de  $3,28 \text{ mm}^2$ .

### 3.5 - Projeto do Transformador e Escolha do Núcleo de Ferrite

Os ferrites são freqüentemente utilizados como núcleos de transformadores e indutores que funcionam em altas frequências. Possibilitam baixas perdas de potência, oferecendo baixa condutividade e magnetização em torno de um quarto da magnetização dos núcleos de ferro-silício. A resistência específica do ferrite é em torno de  $10^6$  vezes a dos metais. Transformadores com núcleos de ferrite são também caracterizados por pequena absorção de corrente magnetizante e reduzida potência reativa de magnetização.

O projeto do transformador parte da determinação de um núcleo capaz de transferir a potência de 1KW.

Seja o núcleo de ferrite E com os seguintes dados:

$A_e = 625 \text{ mm}^2$  - área efetiva da perna central do núcleo;

$A_N = 1.087,5 \text{ mm}^2$  - secção da janela do núcleo.

Com a análise através da expressão (3.15) [10]

$$P = f \Delta B S f_{Cu} A_N A_e \quad (3.15)$$

Para:

- $\Delta B = 200 \text{ mT}$  - Excursão de fluxo para materiais  $n_{27}$  ou  $I_{p8}$ ;  
 $f = 20\text{KHz}$  - Freqüência de operação;  
 $S = 3\text{A/mm}^2$  - Densidade de corrente;  
 $f_{Cu} = 0,4$  - Fator de ocupação do cobre na área da janela.

$$P \approx 3.263\text{W}$$

dessa forma o núcleo poderá ser utilizado para transferir 1KW.

O transformador é limitado térmicamente pela corrente eficaz circulante (igual a  $I_{L_{ef}}$ ) e volumetricamente pelo pico de fluxo B ou pico de energia armazenada.

Pela expressão (3.16) [10], calcula-se o número de espiras do secundário

$$N_S = \frac{V_b 10^2}{B_{0p} A_e f} \quad (3.16)$$

Onde:

$B_{0p} = 1,0\text{K Gauss}$  - Densidade máxima do fluxo de operação;

$A_e = 6,25 \text{ cm}^2$

$V_b \approx 50V$  - (Desconsiderando a queda de tensão nos diodos da ponte retificadora)

$$f = 20KHz$$

$N_S = 40 \text{ espiras}$

Com o valor de  $q = 0,9333$

$$q = \frac{|V_p|}{e} \quad (3.17)$$

onde  $|V_p|$  é o módulo da tensão refletida ao primário do transformador. Considerando  $V_b$  constante.

Assim:

$$|V_p| \approx 140V$$

Assim, o número de espiras no primário é definido

$$N_P = N_S \frac{|V_p|}{V_b} \quad \boxed{N_P = 112 \text{ espiras}} \quad (3.18)$$

O gap de ar necessário para evitar a saturação do núcleo durante o pico máximo de corrente no primário é dado pela expressão (3.19).

$$AG = 1,26 \frac{N_p I_{T_p}}{B_{su}} \quad (3.19)$$

Onde:

$I_{T_p}$  - Corrente de pico circulante no primário do transformador (igual a do indutor);

$B_{su}$  - Para uma temperatura de  $100^{\circ}\text{C}$  para materiais  $N_{27}$  ou  $I_{p8}$   $B_{su}$  vale 4.000 Gauss. Assim adotando  $I_{T_p} > I_{L_p} = 15 \text{ A}$  como margem de segurança.

$$AG = 0,53 \text{ cm}$$

Medidas foram tomadas com relação ao efeito "SKIN". Foram utilizados no enrolamento primário 4 fios 18 AWG em paralelo, como no indutor ressonante (a exigência é a mesma, pois a corrente eficaz no primário do transformador é a mesma do indutor). No enrolamento secundário empregou-se dez condutores 18 AWG em paralelo com uma área total de condução de  $8,2\text{mm}^2$  uma vez que

$$I_{SEcef} = I_{L_{ef}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad I_{SEcef} = 25,54\text{A} \quad (3.20)$$

onde  $I_{SEcef}$  - é a corrente eficaz no secundário do transformador.

### 3.6 - Definição dos Transistores de Potência Corrente de Base e Dissipadores

#### . Transistores:

Verifica-se através do âbaco da Figura 1.26 que a corrente de pico circulante no transistor vale

$$\frac{I_{TR_p}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,55 \quad I_{TR_p} \approx 11,14A \quad (3.21)$$

A tensão  $V_{CE}$  máxima a qual o transistor vai ser submetido vale 2e no momento em que se encontra bloqueado.

Adota-se o transistor BUY 69-A com: [16]

$$V_{CE0} = 400V$$

BUY 69-A

$$I_C = 10A$$

$$Pot = 100W \quad (T_{case} = 25^{\circ}C)$$

$$I_{C_{pico}} = 15A$$

$$R_{th(jc)} = 1,75^{\circ}C/W$$

$$T_{jm\acute{a}x} = 200^{\circ}C$$

$$T_{amb} = 50^{\circ}C$$

Devido ao fato do BUY 69-A ser um transistor relativamente comum, o mesmo é utilizado também como driver, obtendo-se assim a configuração Darlington (Figura 3.4)

. Corrente de Base:

Admitindo um ganho forçado de aproximadamente cinco em  $T_2$  e dez em  $T_1$  tem-se:

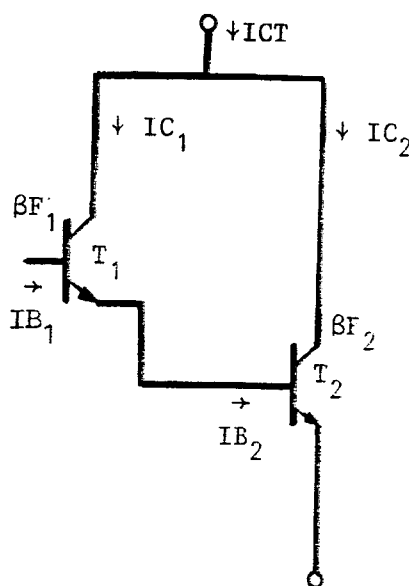


Figura 3.4 - Configuração Darlington dos Transistores de Potência.

$$\beta F_1 = 10 \quad (3.22)$$

$$\beta F_2 = 5 \quad (3.23)$$

$$\text{Para } I_{CT} = 15,0A$$

$$I_{C2} + I_{C1} = 15,0A \quad (3.24)$$

$$I_{B2} \approx I_{C1} \quad (3.25)$$

$$\beta F_2 = \frac{I_{C2}}{I_{B2}} \approx \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (3.26)$$

De (3.26)

$$I_{C2} = \beta F_2 \cdot I_{C1} \quad (3.27)$$

Substituindo (3.27) em (3.24)

$$I_{C1} = \frac{15A}{1 + \beta F_2} = 2,5A \quad (3.28)$$

de (3.28)

$$I_{C2} = 12,5A$$

Assim como

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta F_1} \quad (3.29)$$

|                                 |
|---------------------------------|
| $I_{B1} \approx 250 \text{ mA}$ |
|---------------------------------|



. Dissipadores:

A corrente média circulante nos transistores é dada pelo ábaco da Figura 1.25.

$$\frac{ITR_{med}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,2 \quad ITR_{med} = 4,1A \quad (3.30)$$

Toma-se  $I_C = ITR_{med} = 4,1A$ , para efeito de aproximação, e através do Manual [16], com  $\beta_F = 5$ , obtém-se  $V_{CEsat} \approx 0,55V$  (Figura 3.5), que é assumido como o valor médio de  $V_{CEsat}$ .

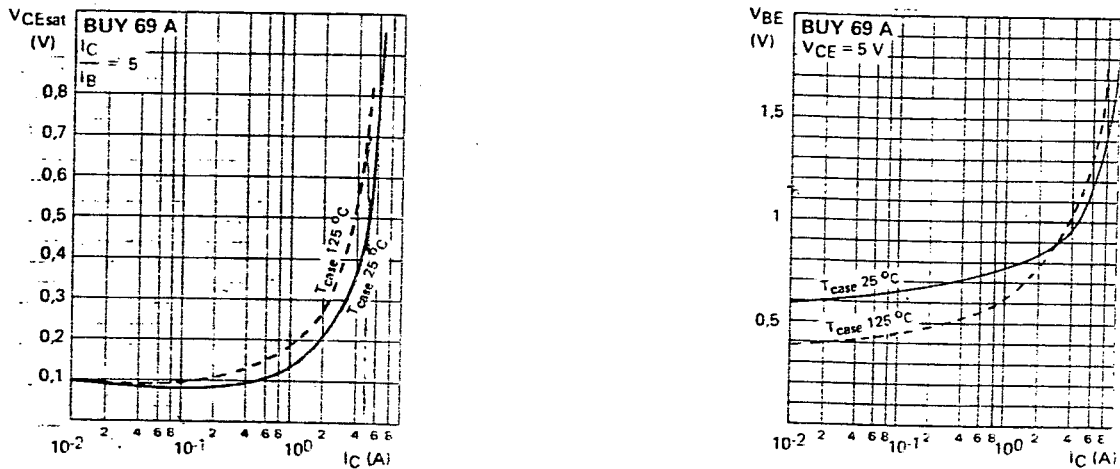


Figura 3.5 - Características  $V_{CEsat} \cdot I_C$  e  $V_{BE} \cdot I_C$  do BUY 69-A

Também a partir da Figura 3.5 para  $I_C = 4,1A$ ,  $V_{BE} = 1,05V$ .

A potência dissipada no transistor principal  $T_2$

vale para  $I_{B2}$  de 2,5A:

$$P_{DT_2} \approx V_{CEsat} \cdot I_{TR_{med}} + I_B \cdot V_{BE} \approx 4,9W \quad (3.31)$$

A expressão (3.32) define a resistência térmica do dissipador em função da potência máxima dissipada:

$$R_{th(ha)} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{m\acute{a}x}} - R_{th(jc)} - R_{th(ch)} \quad (3.32)$$

Ela é retirada do circuito equivalente térmico do transistor Figura 3.6.

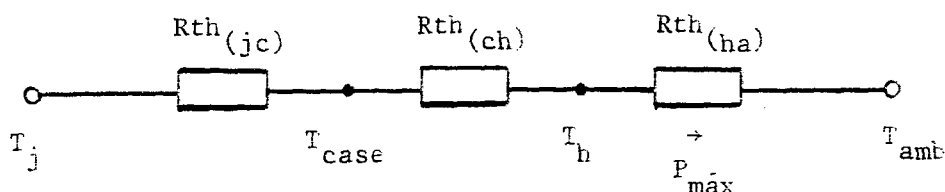


Figura 3.6 - Circuito Equivalente Térmico do Transistor

De (3.32) com  $R_{th(ch)} = 0,75^{\circ}C/W$

$$R_{th(ha)} = \frac{200^{\circ}C - 50^{\circ}C}{4,9W} - 1,75^{\circ}C/W - 0,75^{\circ}C/W$$

$R_{th(ha)} \leq 28,11$

Empregou-se um dissipador tipo 1133 da Brasele.

### 3.7 - Escolha dos Diodos em Anti-Paralelo com o Transistor

Através dos âbacos das Figuras 1.23, 1.21 e 1.28, foi possível obter, as correntes média, de pico e eficaz nos diodos de roda-livre.

$$\frac{I_{D_{med}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,009 \quad I_{D_{med}} = 0,18A \quad (3.33)$$

$$\frac{I_{D_{ef}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,04 \quad I_{D_{ef}} = 0,81A \quad (3.34)$$

$$\frac{I_{D_p}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,4 \quad I_{D_p} = 8,11A \quad (3.35)$$

A tensão reversa sobre os diodos vale  $2e$ , ou seja, 300V.

O diodo adotado deve ser rápido [8]. Indica-se o diodo SK4F4/04, escolhido em função de garantir o funcionamento nas condições nominais do conversor ( $I_{D_p} = 8,11A$ ).

Os principais dados do manual [11] são

|          |
|----------|
| SK4F4/04 |
|----------|

$$I_{FAV} = 3,8A$$

$$V_{(to)} = 1,0V$$

$$V_{RRM} = V_{RSM} = 400V$$

$$T_{jm\acute{a}x} = 130^{\circ}C$$

$$IFSM = TVJ(25^{\circ}C) = 85A$$

$$r_f = 50 \text{ m}\Omega$$

$$TVJ(135^{\circ}C) = 70A$$

$$R_{th(ja)} = 60^{\circ}C/W$$

$$t_{rr} = 400 \text{ ns}$$

A expressão (3.36) dá a potência máxima dissipada no diodo [11] nas condições de funcionamento.

$$PF = V_{(to)} \cdot i_F + r_f i_{rms}^2 \quad (3.36)$$

Assim:

$$PF \approx 0,25W$$

Como este tipo de diodo não admite dissipadores, calcula-se para verificação a potência máxima que pode ser dissipada pelo componente que é dada por (3.37).

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{T_{jm\acute{a}x} - T_{amb}}{R_{th(ja)}} \quad (3.37)$$

$$\text{Com } T_{amb} = 50^{\circ}C$$

$$P_{m\acute{a}x} \approx 1,33W$$

A potência dissipada pelo diodo nessa situação de funcionamento é inferior a potência máxima que ele pode dissipar.

O diodo satisfaz a condição térmica de funcionamento.

### 3.8 - Escolha e Cálculo Térmico dos Diodos da Ponte Retificadora

#### . Diodos

Através dos ábacos das Figuras 1.31, 1.26 e 1.30, é possível determinar as correntes média, de pico e eficaz nos diodos retificadores.

$$\frac{N_C}{N_P} \cdot 2 \cdot \frac{I_{D_{Retmed}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,37 \quad I_{D_{Retmed}} \approx 10,2A \quad (3.38)$$

$$\frac{N_S}{N_P} \frac{I_{D_{Retp}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,55 \quad I_{D_{Retp}} = 31,21A \quad (3.39)$$

$$\sqrt{2} \frac{N_S}{N_P} \frac{I_{D_{Retef}}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,45 \quad I_{D_{Retef}} = 18,06A \quad (3.40)$$

Devido ao tempo de comutação e corrente elevada, grande rapidez dos diodos retificadores é necessária.

O diodo rápido SK4F20/04 é adotado. Como dados do fabricante dispõe-se [11].

SK4F20/04

$I_{FAV} = 25 \text{ A}$

$T_{jm\acute{a}x} = 130^{\circ}\text{C}$

$V_{RRM} = V_{RSM} = 400\text{V}$

$R_{th(jc)} = 1,2^{\circ}\text{C/W}$

$I_{FSM} = TVJ(25^{\circ}\text{C}) = 400\text{A}$

$R_{th(ch)} = 0,5^{\circ}\text{C/W}$

$TVJ(135^{\circ}\text{C}) = 320\text{A}$

$t_{rr} = 400 \text{ ns}$

. Cálculo Térmico

O ábaco PFAV. IFAV da Figura 3.7 [11] mostra que a potência dissipada no diodo é para  $ID_{Retmed} = 10,2\text{A}$

$P_{FAV} = 13,0\text{W}$

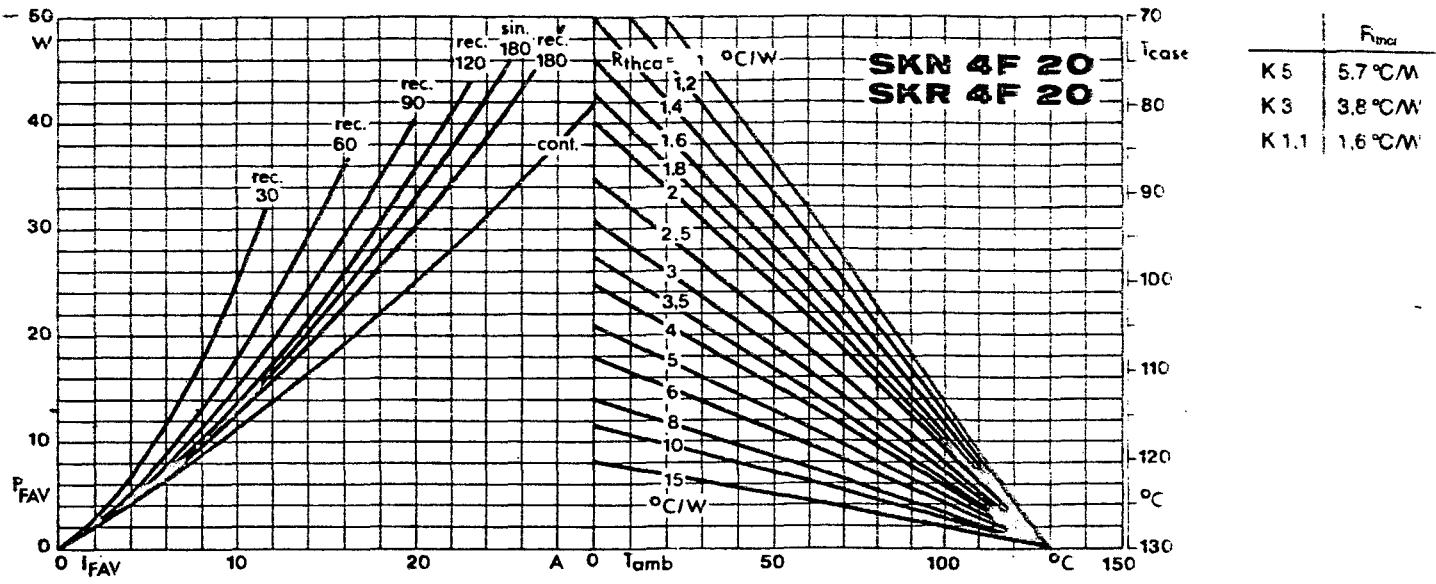


Figura 3.7 - Ábaco do Fabricante para o SK4F20/04

Considerando-se uma temperatura ambiente de 50°C para PFAV = 13W da Figura 3.7.

$$R_{th(ca)} = 6,5^{\circ}\text{C/W}$$

Pela tabela da Figura 3.7 utiliza-se um dissipador com resistência térmica imediatamente inferior a obtida.

O dissipador escolhido é um K<sub>5</sub> da SEMIKRON ou similar.

### 3.9 - Dimensionamento dos Capacitores de Ajuda à Comutação

Através do ábaco da Figura 1.41 o valor dos capacitores CAC de ajuda à comutação para  $\Delta t = 1 \mu\text{s}$  é

$$\frac{CAC}{\Delta t} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,098 \qquad CAC \approx 14 \text{ nF}$$

A tensão máxima sobre esses capacitores vale 2e ou 300V.

Foram escolhidos capacitores com dielétrico de polipropileno banhados por imersão em resina epoxi auto-extinguível, especiais para regimes de pulsos com elevada taxa de subida, conferindo baixas perdas.

### 3.10 - Dimensionamento dos Capacitores Divisores de Tensão

Através do ábaco da Figura 1.38, para um  $\Delta V$  de 1%

$$\frac{CDT f_0 \Delta V}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} = 0,04 \quad CDT = 33,8 \mu F$$

Pelas simplificações no modelo matemático executadas no Capítulo I o capacitor divisor de tensão deve ser muito maior do que o do circuito intermediário LC,

$$CDT \gg C,$$

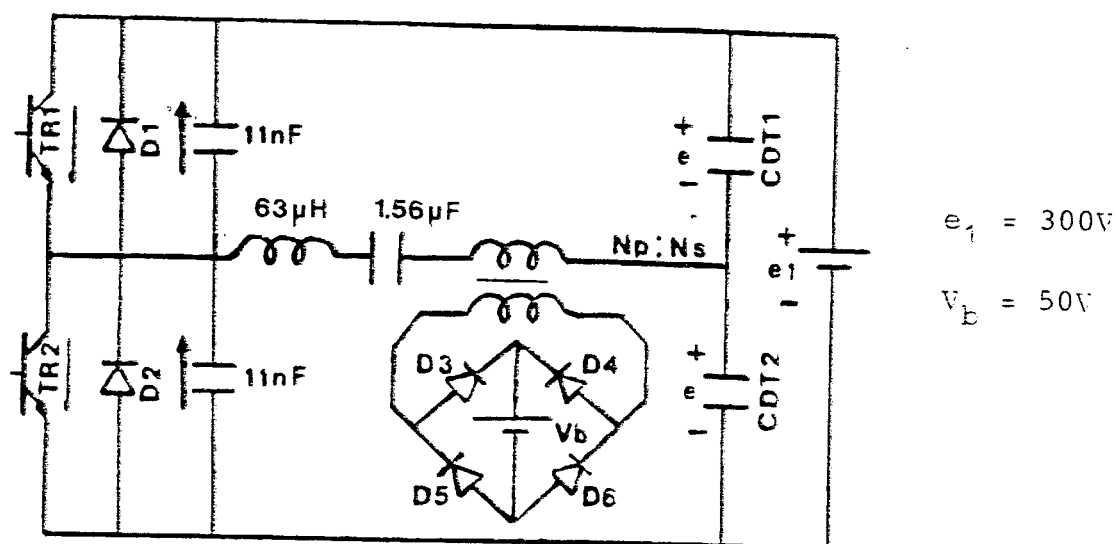
o que se verifica.

Os capacitores utilizados são do tipo eletrolítico de alumínio da ICOTRON, para uso em fontes de potência. Estes capacitores permitem superposição de correntes alternadas elevadas e possuem baixa resistência série equivalente. Embora o capacitor calculado tenha sido de 33,8  $\mu F$ , optou-se por um de 100  $\mu F$ , por ser este o menor valor encontrado comercialmente e que preserva as características técnicas citadas acima. Convém salientar que quanto maior for o valor da capacitância envolvida menor é a resistência série equivalente do capacitor e menor a queda de tensão em funcionamento do conversor.



### 3.11 - Esquema da Estrutura Projetada com Valores Comerciais

O esquema completo da estrutura do inversor sê-rie ressonante é mostrado na Figura 3.8 com os respectivos valores comerciais dos componentes utilizados.



$$TR_1 = TR_2 = \text{DARLINGTON COM BUY-69A}$$

$$D_1 = D_2 = \text{SK4F4/04}$$

$$D_3 = D_4 = D_5 = D_6 = \text{SK4F20/04}$$

$$CDT_1 = CDT_2 = 100 \mu\text{F}$$

Figura 3.8 - Esquema Completo da Estrutura com os Valores Comerciais dos Componentes

### 3.12 - Conclusão

No projeto da estrutura devem ser definidos, frequência de chaveamento, frequência oscilante, potência, tensão de saída e o "q" de trabalho. O valor de q deve ser próximo de um quando se quer uma forma de onda próxima da senoidal. Os capacitores ressonante e de ajuda à comutação devem ser de alto  $dV/dt$  e baixa resistência série. O projeto de transformadores e indutores quando se utiliza altas frequências não é simples. Surgem efeitos que combinados interferem no funcionamento normal desses componentes. Para o transformador pequenas diferenças no número de espiras resultam em grandes diferenças nos resultados obtidos devido à variação do "q" de trabalho. Os capacitores divisores de tensão devem ser muito maiores que o capacitor ressonante. É importante que sua resistência série equivalente e queda de tensão em funcionamento sejam baixas, para reduzir as perdas e não alterar significativamente o valor q. Os transistores de potência utilizam a configuração "Darlington", para um alto ganho de corrente, reduzindo as correntes envolvidas no comando de base.

## C A P Í T U L O   I V

### DEFINIÇÃO E PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO

#### 4.1 - Introdução

Para o conversor em pauta serão utilizados como interruptores dois tiristores duais. O tiristor dual funciona em alta-tensão e alta-freqüência conferindo a montagem um bom rendimento. A sua função disjuntor eletrônicos oferece proteção e segurança.

O comando do conversor será efetuado complementarmente e com possibilidade de ajuste da freqüência de chaveamento. Neste Capítulo pretende-se apresentar os passos teóricos e experimentais seguidos na determinação do comando de base do inversor série ressonante.

#### 4.2 - Descrição do Circuito de Comando do Inversor

O diagrama de bloco do comando do inversor série ressonante é mostrado na Figura 4.1.

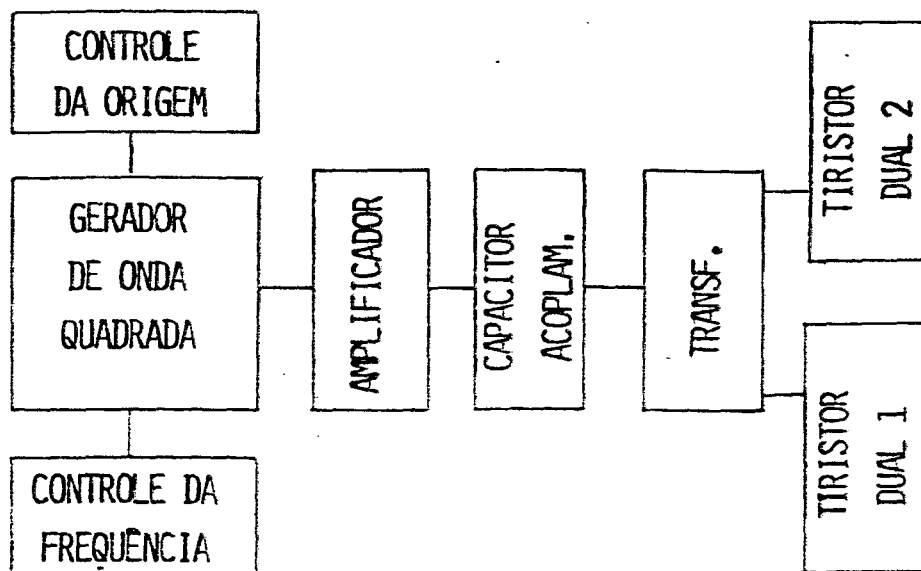


Figura 4.1 - Diagrama de Blocos do Comando do Inversor.

No comando do inversor, representado na Figura 4.1, os dois tiristores duais devem ser disparados complementarmente.

O gerador de onda quadrada possui ajuste de nível zero e frequência variável. O ajuste de nível zero permite equilibrar os sinais de comando dos tiristores duais quando estes atuam a frequência fixa. A variação de frequência da onda quadrada gerada torna possível variar a frequência de comando do inversor.

Um amplificador de potência amplia o nível de corrente na saída do gerador de onda quadrada de maneira a fornecer a corrente de comando dos tiristores duais.

O capacitor de acoplamento situado após a saída do amplificador evita a saturação do transformador de pulso.

O transformador de pulso possibilita o disparo

complementar, dos tiristores duais. Com uma onda quadrada no primário, o transformador fornece em cada secundário, ondas quadradas defasadas de  $180^\circ$ . Assim, enquanto um dos tiristores duais bloqueia o outro dispara, caracterizando um comando complementar ao longo do tempo.

#### 4.3 - Filosofia de Projeto

O projeto do comando do conversor partirá dos dois tiristores duais determinando-se gradativamente as correntes envolvidas nas etapas subseqüentes até chegar-se ao dimensionamento do gerador de onda quadrada e seu amplificador.

#### 4.4 - Determinação do Comando do Tiristor Dual

Utilizando a realização do tiristor dual mostrada na Figura 4.2-a pode-se dividir o circuito completo em outros três com as funções de disparo (Figura 4.2-b), bloqueio (Figura 4.2-c), e disjuntor eletrônico (Figura 4.2-d). A realização possui dois transistores em Darlington como transistor principal. Este tipo de configuração requer a presença dos diodos  $D_5$  e  $D_6$  conectados em anti-paralelo com a junção base-emissor de  $T_{p1}$ . Eles servem para evacuar os portadores acumulados na junção base emissor de  $T_{p2}$ . Quando  $T_{p1}$  conduz é possível verificar que os diodos estão reversamente polarizados. Desse modo não há polarização negativa de  $T_{p1}$  e nem extração da corrente de base de  $T_{p2}$  a menos que  $T_{p1}$  esteja totalmente bloqueado. A presença desses diodos permite

uma redução considerável nos tempos de estocagem do Darlington.

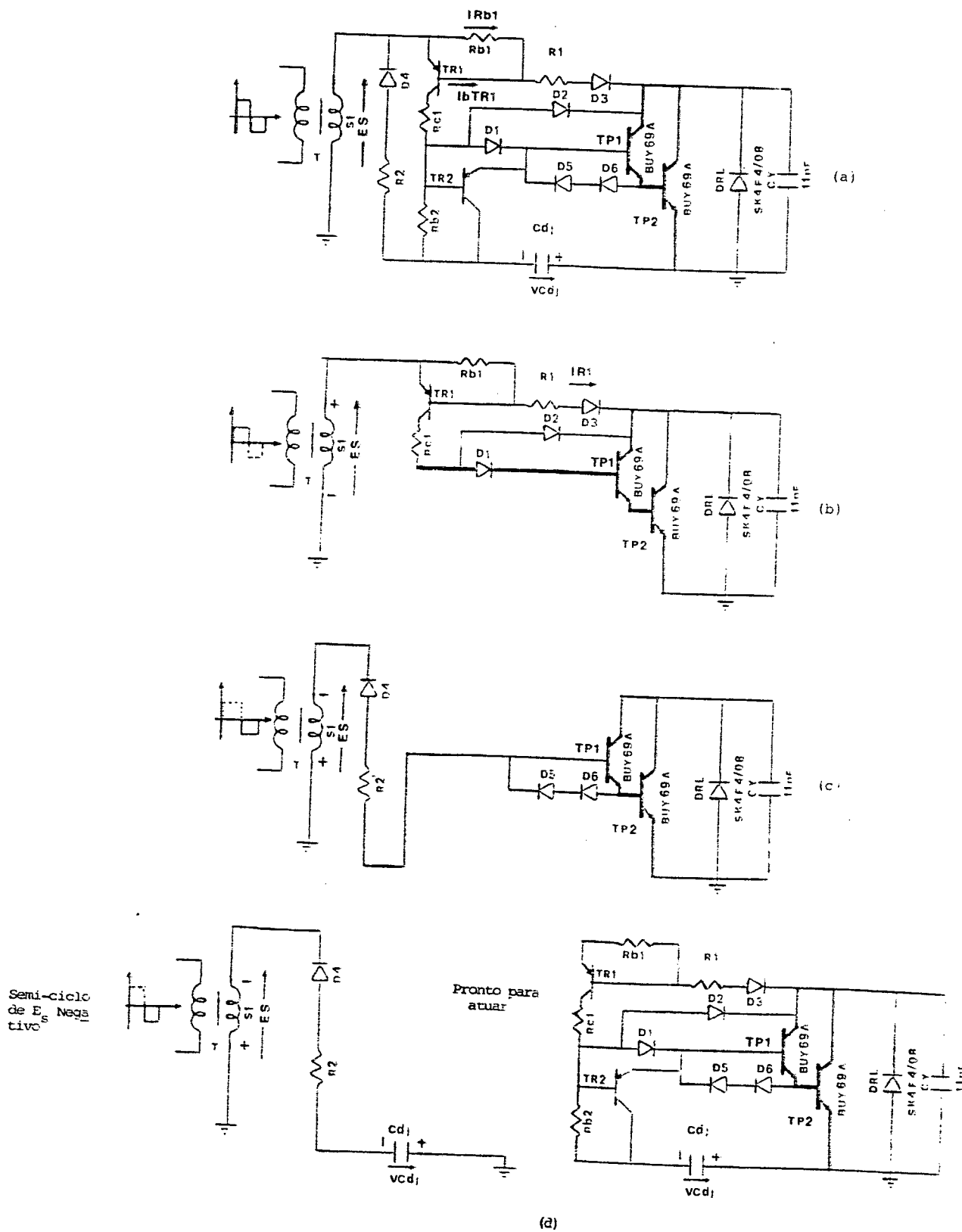


Figura 4.2 - Realização do Tiristor Dual (a) compreendendo três Circuitos de Análise: Um de Disparo (b). Um de Bloqueio (c) e Disjuntor Eletrônico (d).

#### 4.4.1 - Análise para Determinação do Circuito de Disparo do Tiristor Dual

O equivalente do circuito de comando no disparo do tiristor dual é visto na Figura 4.2-b. Levando-se em conta as quedas nos diodos e junções dos transistores foi escolhida

$$E_S = 15V$$

Trabalhando com grande margem de segurança para conduzir a corrente necessária para o disparo do Darlington (250 mA) e conferindo redução no volume dos dissipadores, foi escolhido como transistor  $TR_1$  um TIP-42.

Os dados do manual [18] para o TIP-42 são

|             |         |     |          |         |             |
|-------------|---------|-----|----------|---------|-------------|
| $V_{CE}$    | = -40V  |     | $I_C$    | = -6A   |             |
| $V_{BE}$    | = - 2V  | com | $V_{CE}$ | = -4V   | $I_C$ = -6A |
| $I_{EB0}$   | = - 1mA | com | $V_{BE}$ | = -5V   |             |
| $V_{CEsat}$ | = -1,5V | com | $I_B$    | = -0,6A | $I_C$ = -6A |

O diodo  $D_1$  deve entrar em condução rapidamente para não causar atraso na subida da corrente de coletor do transistor  $TP_1$  (Figura 4.3).

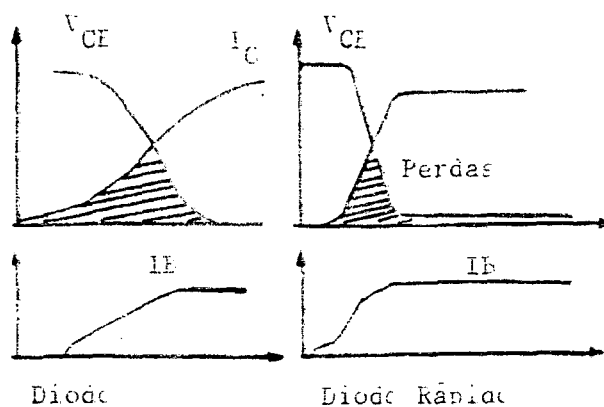


Figura 4.5 - Comportamento da Corrente de Coletor do Transistor na Entrada em Condução

$D_1$  deve suportar uma corrente média maior que 125mA e uma corrente de pico maior que 250mA. O valor de 250mA foi definido no Capítulo III para o Darlington. Observando-se o circuito do tiristor dual Figura 4.2-a verifica-se que a tensão reversa sobre  $D_1$  deve ser

$$VRRMD_1 > VBETR_2 \quad (4.11)$$

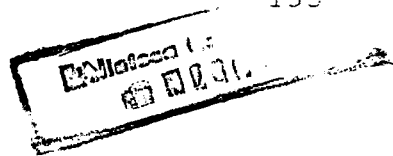
Pela disponibilidade será utilizado o diodo

$$D_1 = SK4P1/0$$

cujos dados do manual [11] são:

$$V_{(T0)} = 1,0V$$





$$VRRM = VRSM = 100V$$

$$IFAV = 1,2A$$

O diodo  $D_2$  deve ser rápido. O tempo de recuperação do diodo coletor-base é muito importante. Ele aumenta muito com a temperatura e causa o risco de uma instabilidade térmica, com o perigo de ainda existir uma corrente de coletor após a tensão  $V_{CE}$  ultrapassar  $V_{CE0}$  (devido à corrente de recuperação do diodo  $D_2$  na base do transistor principal). Há um retardo na corrente de coletor. Este diodo deve suportar uma corrente média direta maior que 125mA e de pico maior que 250mA (corrente fornecida à base do Darlington durante o disparo). A tensão reversa é da ordem da tensão máxima sobre o capacitor  $C_y$  ou seja

$$VRRMD_2 > 2e \quad (4.2)$$

Escolhe-se

$$D_2 = SK4F1/08$$

cujos dados do manual são iguais ao do SK4F1/01 exceto pelo fato que

$$VRRM = VRSM = 800V$$

Para que a comutação seja rápida é interessante que o diodo  $D_3$  entre em condução rapidamente.

A diferença de potencial inversa sobre esse diodo gira em torno da tensão sobre o capacitor  $C_y$ . Assim assume-se:

$$VRRMD_3 > 2e \quad (4.3)$$

A corrente direta deve ser maior que  $IR_1$  (Figura 4.2-b)

$$ID_3 > IR_3 > IR_{b1} + I_b TR_1 \quad (4.4)$$

O diodo  $D_3$  escolhido é

$$D_3 = SK4F1/08$$

O resistor  $R_{C1}$  será dimensionado considerando que o transistor  $TR_1$  está saturado. Adota-se  $V_{CEsat} \approx 1,5V$  e  $V_{BE} T_{p1} = V_{BE} T_{p2} = 2,2V$ .

$$R_{C1} = \frac{E_S - V_{CEsat} TR_1 - V_{(T0)} D_1 - V_{BE} T_{P1} - V_{BE} T_{P2}}{I_B T_{p1}} \quad (4.5)$$

$$R_{C1} = 32,4\Omega$$

A potência dissipada em  $R_{C1}$

$$PR_{C1} = R_{C1} \cdot \left( \frac{I_B T_{p1}}{2} \right) = 1,0W \quad (4.6)$$

Até agora foi possível determinar  $TR_1$ ,  $RC_1$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $E_S$  e a corrente consumida no disparo dos tiristores duais. De posse desses valores foram projetados o gerador de onda quadrada, seu amplificador de saída e o transformador, escolhendo-



tórios com

$$R_1 = 6,8K\Omega/1/4W$$

#### 4.4.2 - Análise para Determinação do Circuito de Bloqueio do Tiristor Dual

O circuito de bloqueio do tiristor dual pode ser representado através da Figura 4.2-c. A extração da corrente de base do Darlington será executada através de  $R_2$  com a entrada em condução de  $TR_2$  e  $D_4$ .

Admitindo-se que a corrente extraída da base de  $T_{p1}$  pode chegar a picos com elevadas dimensões, optou-se por utilizar como  $TR_2$  um transistor PNP TIP-42. A corrente que o transistor  $TR_2$  deve suportar é elevada porque advém da descarga da capacitância CBC de  $T_{p1}$ .

A tensão inversa aplicada à junção base-emissor de  $T_{p1}$ , quando inicia a extração da corrente de base de  $T_{p2}$ , deve ser suficientemente grande para bloquear o transistor driver " $T_{p1}$ ". É recomendável por isso a utilização de dois diodos em série ( $D_5$  e  $D_6$ ).

Junto a  $D_5$  e  $D_6$ , as exigências de  $D_4$  resumem-se a um pico de corrente relativamente elevado (no máximo 4A).

Os diodos  $D_5$  e  $D_6$  estão reversamente polarizados quanto  $T_{p1}$  conduz. Assim:

$$V_{REV D_5} + V_{RED D_6} = V_{BE T_{p1}} \quad (4.7)$$

Utilizamos para  $D_4$ ,  $D_5$  e  $D_6$

$$D_4 = D_5 = D_6 = \text{SK4F1/01}$$

Uma vez já definidos  $TR_1$ ,  $R_{C1}$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  e as ordens de grandeza de  $R_{b1}$  e  $R_1$  implementou-se o circuito da Figura 4.5.

Realizando-se medidas e observando-se as formas de onda da corrente de base no bloqueio foi possível determinar o valor aproximado do resistor de bloqueio  $R_{bloq}$  uma vez que o transistor  $TR_2$  se faz necessário apenas para determinar o instante de bloqueio com o disjuntor eletrônico.

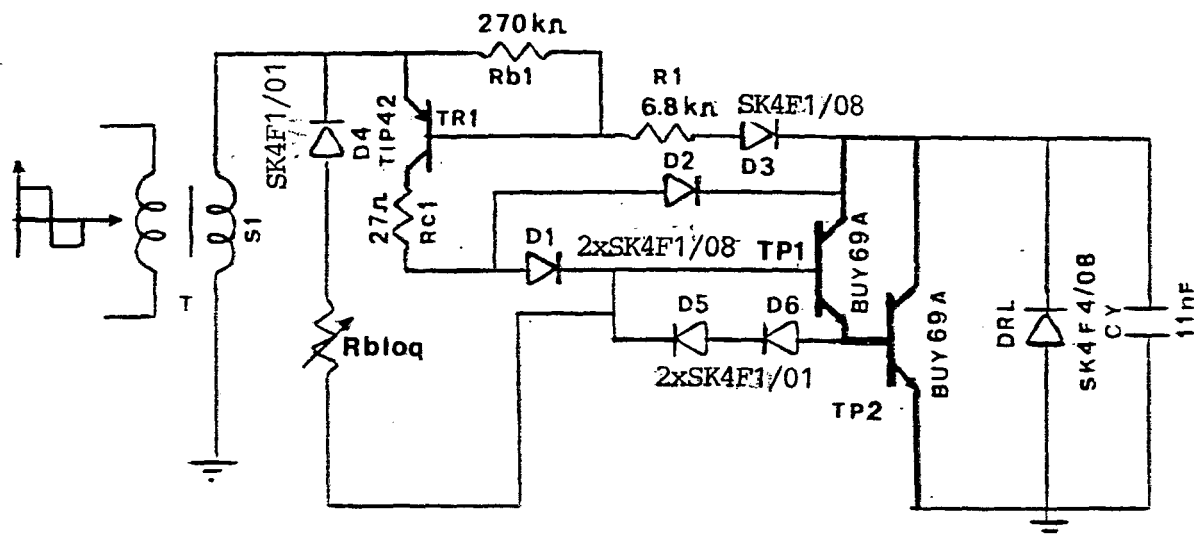


Figura 4.5 - Circuito de Comando do Tiristor

Dual sem o Disjuntor Eletrônico

É interessante ressaltar que o conversor opera, com o comando da Figura 4.5.

#### 4.4.3 - Análise para Determinação do Disjuntor Eletrônico do Tiristor Dual

Assim:

$$R_2 = 3,3\Omega < R_{bloq} = 3,9\Omega$$

com a mesma potência.

$R_{b2}$  e  $R_2$  juntos devem limitar a corrente de base de  $TR_1$ . O valor da associação por sua vez altera o  $V_{CE}$  de  $TR_1$ .

Efetuando-se medidas chegou-se a

$$R_{b2} = 10\Omega / 1/4W$$

Com a operação do inversor foi determinado experimentalmente o valor do capacitor do disjuntor eletrônico CDJ. Para um valor muito grande de capacitância os tempos de carga envolvidos são grandes ao se considerar a pequena corrente fornecida pelo transformador de pulso. Capacitâncias muito grandes alteram inclusive o disparo do tiristor dual porque a corrente circulante através do capacitor é excessiva Figura 4.7. O dimensionamento do capacitor por esse fato é crítico. Dependendo da interação entre os valores de  $R_1$  que altera  $V_{CE}^{TR_1}$ ,  $I_B^{T_{p1}}$  e  $V_{CE}^{T_{p2}}$  e de CDJ, o disjuntor eletrônico deve ser ajustado com a escolha do capacitor CDJ que é responsável pela polarização inversa  $V_{EB}$  do Darlington.

Na prática verifica-se que o capacitor utilizado deve ser da ordem de dez a cinquenta nanofarads. Dessa forma o desligamento ocorre dentro dos limites de sobrecorrente do Darlington com

$$CDJ \approx 47 \text{ nF}$$

Neste caso, devido a pequena capacitância envolvida, o capacitor CDJ não dispende uma energia muito elevada ao carregar-se.

Na prática verifica-se que quanto maior o capacitor CDJ menor é a corrente circulante no Darlington no momento do bloqueio do disjuntor.

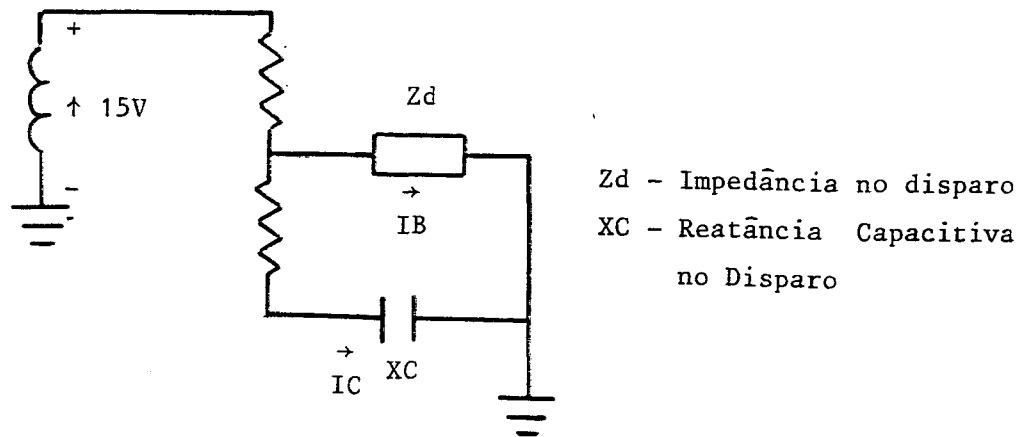


Figura 4.7 - Circuito Equivalente no Disparo do Tiristor Dual.

#### 4.5 - O Gerador de Onda Quadrada

Para a variação de frequência, geração de onda quadrada e ajuste da referência dois circuitos distintos foram projetados:

##### a) O Gerador de Onda Quadrada com Frequência Variável

O gerador de onda quadrada destina-se a fornecer uma onda com amplitude ao redor de 15V e frequência variável.



Na Figura 4.8 é mostrado o esquema básico desta configuração [3].

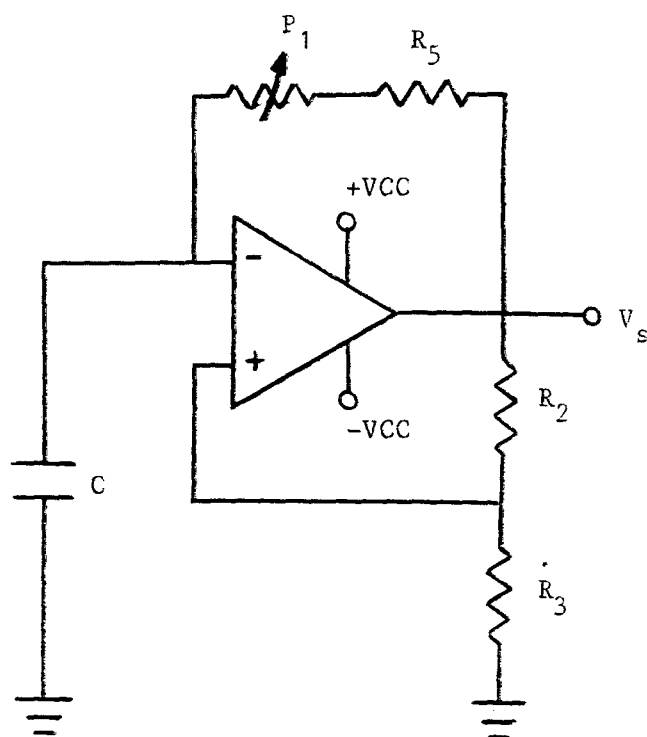


Figura 4.8 - Gerador de Onda Quadrada com Frequência Variável (Multivibrador Astável)

A menor frequência gerada pelo multivibrador  $f_1$ , vale:

$$f_1 = \left[ \frac{1}{2 (P_1 + R_5) C \ln \left[ \frac{1 + \alpha_1}{1 - \alpha_1} \right]} \right] \quad (4.9)$$

com

$$\alpha_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \quad (4.10)$$

Por outro lado, a maior frequência  $f_2$  é determinada pelo valor de  $R_5$  na expressão

$$f_2 = \frac{1}{2 R_5 C \ln \left[ \frac{1 + \alpha_1}{1 - \alpha_1} \right]} \quad (4.11)$$

O ajuste da frequência é realizado variando o valor do potenciômetro de realimentação  $P_1$

#### b) Circuito de Ajuste de OFFSET da Onda Quadrada

O circuito de ajuste de OFFSET da onda quadrada é mostrado juntamente com o gerador de onda quadrada na Figura 4.9, sendo, utilizado para o ajuste da referência da onda gerada.

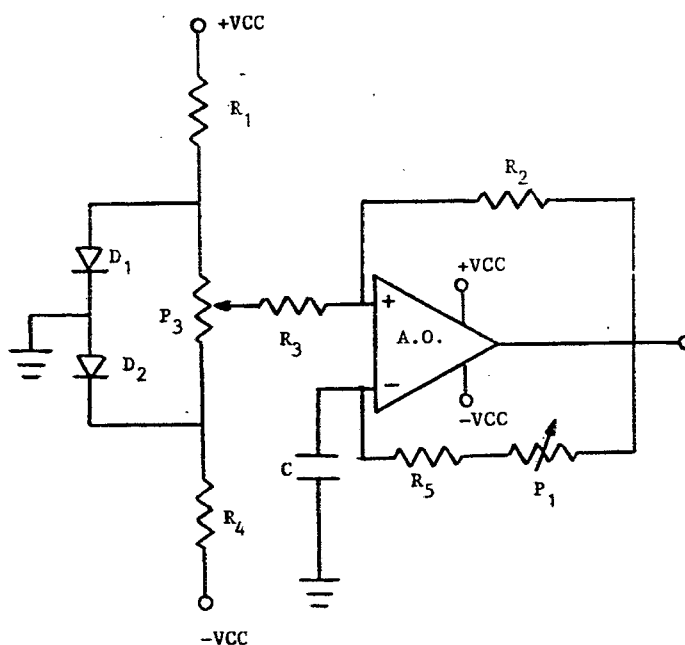


Figura 4.9 - Gerador de Onda Quadrada com Ajuste de Frequência e Origem.

c) Dimensionamento do Gerador de Onda Quadrada

Em função da elevada frequência de resposta, o amplificador operacional utilizado deve ter alta velocidade de resposta.

Adota-se como amplificador operacional.

$$A_0 = \text{LM 709}$$

Como a tensão necessária no secundário do transformador de pulso da Figura 4.2-a é de  $\pm 15\text{V}$  e sua relação de transformação foi definida 1:1:1 escolhe-se:

$$V_{CC} = 15\text{V}$$

Observando-se os valores típicos de  $R_2$  pelo manual [14] adota-se

$$R_2 = 100 \text{ K}\Omega / 1/4\text{W}$$

Da expressão (4.11) para  $\alpha = 0,5$

$$R_3 = 100 \text{ K}\Omega / 1/4\text{W}$$

Com a ordem de grandeza de  $C$ , através do Manual [14] tem-se:

$$C \approx 100 \text{ pF}$$

Através da expressão (4.11) para uma frequência máxima de operação de 21KHz.

$$R_5 \cong 218 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Adota-se } R_5 = 220 \text{ K}\Omega / 1/4\text{W}$$

Para uma frequência mínima de operação  $f_{\text{mín}} = 16\text{KHz}$  pela expressão (4.10)

$$(P_1 + R_5) \cong 290 \text{ K}\Omega$$

donde

$$P_1 \cong 70 \text{ K}\Omega$$

Utiliza-se como  $P_1$  um potenciômetro de precisão

$$P_1 = 100 \text{ K}\Omega$$

#### d) Circuito de Ajuste da Origem da Onda Quadrada

Os valores usuais empregados como  $R_1$ ,  $R_2$  e  $P_3$  (Figura 4.9) para  $V_{CC} = 15\text{V}$  são:

$$R_1 = R_4 = 27 \text{ K}\Omega$$

$$P_3 = 100 \text{ K}\Omega \text{ (precisão)}$$

Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  devem suportar uma corrente

direta de  $(V_{CC}/R_1)$ . Como

$$\frac{V_{CC}}{R_1} = 0,5 \text{ mA}$$

Escolhe-se diodos de sinal do tipo 1N4148

$$D_1 = D_2 = 1N4148$$

#### 4.6 - O Transformador de Pulso do Comando

O transformador de pulso além de propiciar o isolamento galvânico do comando, permite o disparo complementar dos dois tiristores duais.

Adota-se para o transformador de pulso a relação de transformação 1:1:1.

No bloqueio dos tiristores duais a potência entregue pelo transformador de pulso é nula.

Considerando a corrente envolvida no disparo dos tiristores duais como 20% maior que a corrente de base do transistor  $T_{p1}$  (Figura 4.2-a) tem-se:

$$I_{ST} = 1,2 I_{T_{p1}}$$

$$I_{ST} = 300 \text{ mA}$$

onde  $I_{ST}$  é a corrente máxima no secundário do transformador de pulso.

O transformador de pulso deve ser capaz de transferir uma potência de aproximadamente

$$P \approx I_{ST} \cdot E_S$$

$$P \approx 4,5W$$

Seja o núcleo de ferrite com os seguintes dados

$$A_N = 240 \text{ mm}^2$$

$$A_e = 180 \text{ mm}^2$$

Com

$$f = 16\text{KHz}$$

$$\Delta B = 200 \text{ mT}$$

$$S = 3\text{A/mm}^2$$

$$f_{Cu} = 0,4$$

$$P \approx f \Delta B S f_{Cu} A_N A_e \cdot 10^{-6} = 165W$$

$$\text{Com } B_{0p} = 1,0\text{K Gauss} \quad \text{com } A_e = 1,84 \text{ cm}^2$$

$$N_{SP} = \frac{E_S \cdot 10^2}{B_{0p} A_e f} \approx 50 \text{ espiras}$$

Como a corrente não ultrapassa 300 mA utiliza-se um condutor 18 AWG com raio igual à profundidade de penetração do efeito "SKIN" na frequência de 20KHz e área da secção transversal igual a  $0,82 \text{ mm}^2$  (Ábaco Figura 3.3).

#### 4.7 - Estágio Amplificador de Corrente

Como a máxima corrente de saída do amplificador operacional para funcionamento normal é de 5mA [3] interpõe-se um estágio amplificador de corrente entre o circuito gerador de onda quadrada e o transformador de pulso. O diagrama básico do amplificador é visto na Figura 4.10 consistindo de dois interruptores formados por dois transistores nas configurações "Darlington" PNP e NPN.

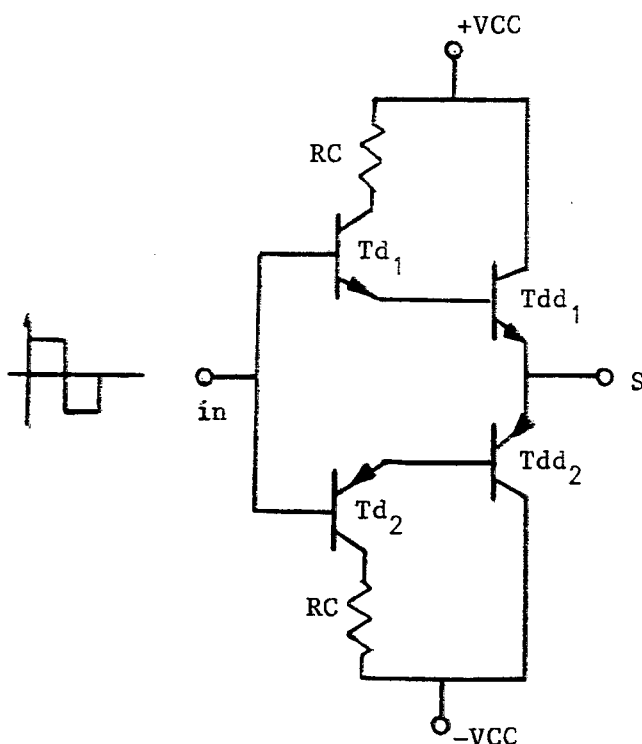


Figura 4.10 - Estágio Amplificador de Corrente.

A corrente fornecida pelo amplificador deve ser suficiente para o comando complementar dos dois tiristores duais.

Na prática são escolhidos como transistores "driver"  $T_{d1}$  e  $T_{d2}$ , respectivamente um BD 139 (NPN) com menor capacidade em corrente do que os transistores principais TIP-41 (NPN) e TIP-42 (PNP).

Resistores de  $220\Omega/1W$  para o coletor de  $T_{d1}$  e  $T_{d2}$  permitem fornecer aos transistores principais corrente de base suficiente para o seu correto funcionamento.

#### 4.8 - Escolha do Capacitor Anti-Saturação do Transformador de Pulso

O capacitor série  $C_s$  (Figura 4.11) evita a saturação do transformador causada pela pequena assimetria nos períodos gerados pelo multivibrador astável [3], ou introduzida pelos tempos de comutação dos transistores do estágio amplificador. A componente contínua é retida pelo capacitor. Com um valor elevado o capacitor em regime permanente comporta-se praticamente como um curto circuito.

Utiliza-se

$$C_s = 4 \cdot 2,2 \mu F \text{ de Poliéster}$$



#### 4.9 - Esquema Completo do Comando do Conversor Série Ressonante

Na Figura 4.11 é mostrado o comando do conversor série ressonante com os valores comerciais dos componentes utilizados.

O valor de  $RC_1$  utilizado no protótipo foi de  $28\Omega$ . O valor foi obtido a partir do paralelo de dois resistores de fio  $56\Omega/10W$ , por se verificar aquecimento excessivo.

Foram utilizados dois diodos  $D_1$  para obrigar a circulação da corrente de base de  $T_{p1}$  por  $D_2$  no disparo.

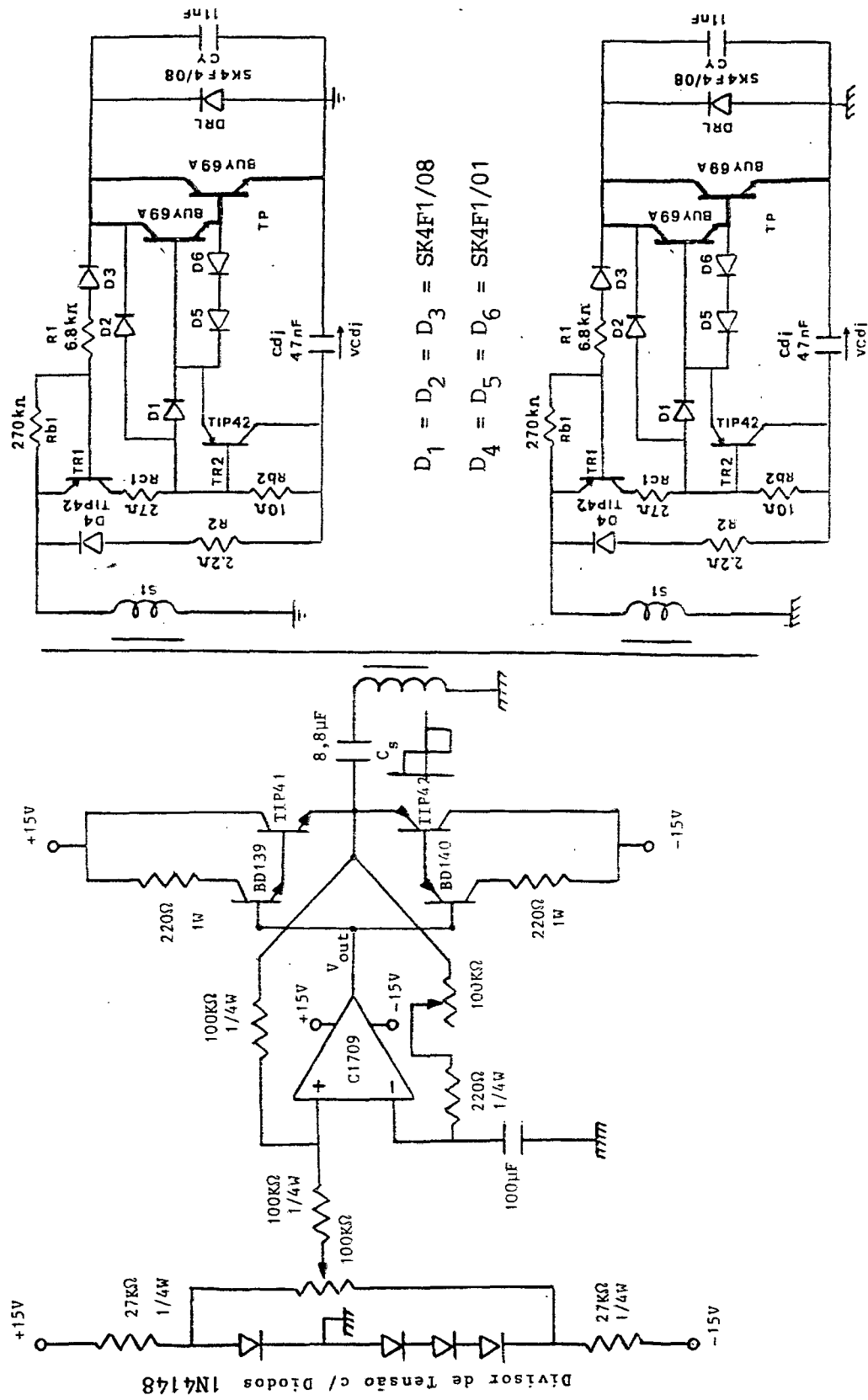


Figura 4.11 - Comando do Conversor com Valores Comerciais.

#### 4.10 - Conclusão

No projeto do comando do conversor, alguns componentes são determinados experimentalmente. O tiristor dual englobando os circuitos de disparo, bloqueio e disjuntor eletrônico exige um grande envolvimento teórico-prático. Composto-se de um pequeno número de componentes o comando tem um princípio de funcionamento simples. Há possibilidade de variação da frequência de chaveamento dos tiristores duais. Em operação o comando mostrou um bom desempenho e eficiência. O sistema de proteção concentrou-se no disjuntor eletrônico dos tiristores duais. Uma vez acusada uma sobrecorrente, o disjuntor eletrônico do tiristor dual atua e o circuito só volta a funcionar quando  $V_{CE}$  do transistor principal está próximo de zero. O comando confere, assim, segurança para o conversor. Um dos pontos críticos que podem ser ressaltados é a tensão de comando no secundário do transformador de pulso. Ela deve ser maior que as quedas envolvidas no circuito de disparo e ao mesmo tempo suficiente para um bloqueio correto ao transistor principal do tiristor dual. Outro fator é a necessidade de ajuste de equilíbrio do comando quando se altera a frequência de chaveamento do conversor.

## C A P Í T U L O V

### RESULTADOS OBTIDOS

#### 5.1 - Introdução

Neste Capítulo são apresentados os resultados obtidos através de um protótipo de laboratório do inversor série ressonante. Analisa-se uma série de fotografias e aquisições em microcomputador. As aquisições são obtidas a partir de um osciloscópio de memória acoplado a um microcomputador, permitindo uma análise harmônica da forma de onda da corrente ressonante para diversas situações de funcionamento. São traçadas curvas comparando os valores de pico da tensão e corrente no capacitor série obtidos através de simulações, resultados matemáticos e resultados práticos. Alguns tópicos teóricos de interesse do primeiro Capítulo são abordados de forma prática com a visualização dos fenômenos.

#### 5.2 - Implementação do Protótipo

Com o propósito de entregar 1KW à carga foi desenvolvido um protótipo de laboratório baseado nos resultados obtidos dos Capítulos III e IV.

Verificou-se na prática a existência de indutâncias parasitas adicionais, produzidas principalmente pelos condutores de interligação dos componentes e pelos cabos de interliga

ção da estrutura a bateria. Procurou-se compensar essa indutância retirando algumas espiroas do indutor ressonante e reduzindo o comprimento dos cabos de ligação a bateria. Através da Tabela 5.1 pode-se verificar os resultados obtidos encurtando-se os cabos de 1,75m onde:

- $\ell$  - comprimento dos cabos de interligação da estrutura a bateria (m);
- $e_1$  - Tensão de alimentação da estrutura;
- $I_{e1}$  - Corrente de alimentação da estrutura;
- $V_b$  - Tensão média na bateria  $V_b$ ;
- $IV_{b_{med}}$  - Corrente média na bateria  $V_b$ ;
- $P_e$  - Potência da entrada;
- $P_s$  - Potência de saída.

| $\ell$ | $e_1$ | $I_{e1}$ | $V_b$ | $IV_{b_{med}}$ | $P_e$ | $P_s$ |
|--------|-------|----------|-------|----------------|-------|-------|
| 3,83   | 300V  | 3,4A     | 56V   | 16A            | 1020W | 896W  |
| 2,08   | 300V  | 3,8A     | 56V   | 18A            | 1140W | 1008W |

Figura 5.1 - Resultados obtidos a partir da Redução do Comprimento dos Cabos da Estrutura a Bateria

A tensão verificada nas baterias com a circulação de corrente no banco é dinâmica subindo além dos 50V de projeto.

Esta diferença foi compensada retirando-se algumas espiras do primário do transformador da estrutura e considerando uma tensão média de 56V para o banco de baterias com base nas medições efetuadas.

Uma estimativa a partir de simulação indicou uma indutância total no circuito.

$$L \approx 8,45 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

O capacitor ressonante utilizado foi:

$$C \approx 1,56 \text{ } \mu\text{F}$$

Assim:

$$f_0 \approx 13900 \text{ Hz}$$

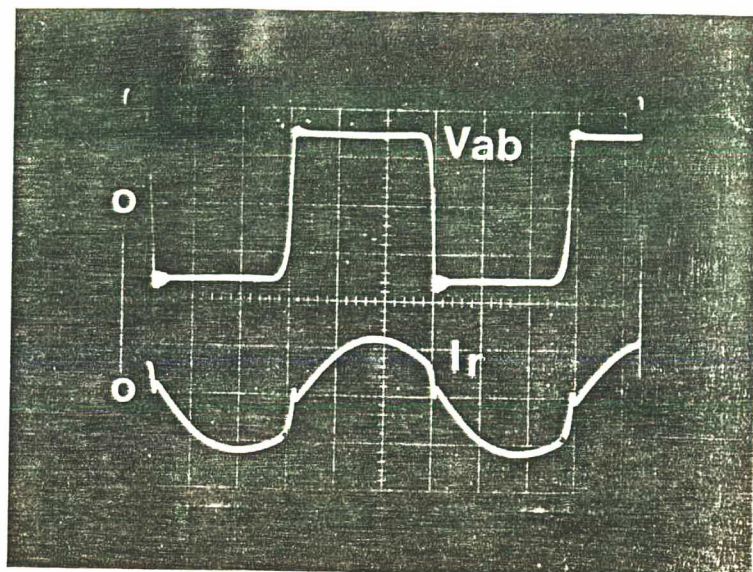
$$e = 150\text{V}$$

$$|E| = 133\text{V}$$

$$q = 0,886$$

Em particular essa estrutura permite a variação da frequência de chaveamento. Foram fotografadas formas de onda para situações distintas de chaveamento.





$$V_{ab} - (100 \text{ V/div})$$

$$t - (10 \text{ } \mu\text{s/div})$$

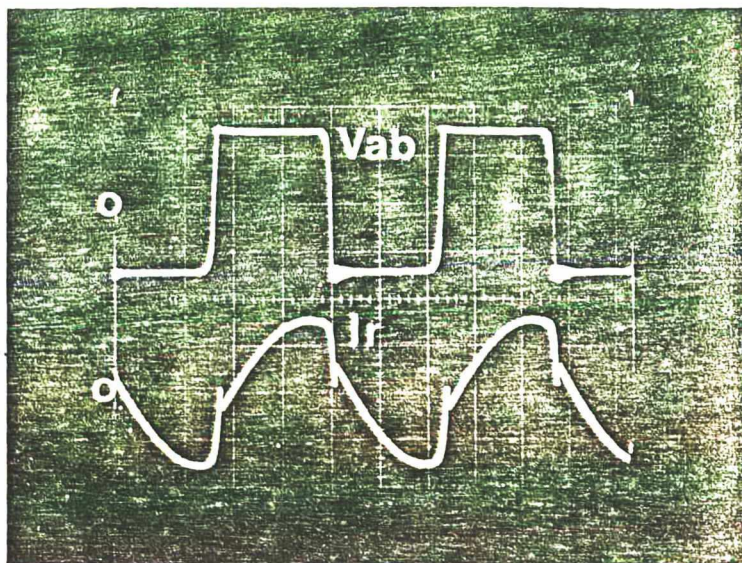
$$I_r - (10 \text{ A/div})$$

Figura 5.2 - Tensão  $V_{ab}$  sobre o Circuito RLC (acima) e  
Corrente ressonante  $I_r$  (abaixo) com  
 $f_s \approx 17,5 \text{ KHz}$

O caráter levemente indutivo da corrente ressonante também pode ser observado.

Quando a frequência de chaveamento do protótipo é elevada para  $f_s = 21,5 \text{ KHz}$  obtém-se a forma de onda da corrente ressonante mostrada na Figura 5.3.





$V_{ab} - (100/\text{div})$

$t - (10 \mu\text{s}/\text{div})$

$I_r - (4 \text{ A}/\text{div})$

Figura 5.3 - Tensão  $V_{ab}$  sobre o Circuito RLC (acima)  
e Corrente Ressonante  $I_r$  (abaixo) com  
 $f_s \approx 21,5 \text{ KHz}$

A corrente tem forma "semi-senoidal". Verifica-se nitidamente que o fato deve-se a grande diferença existente entre  $f_s$  e  $f_0$  para esse funcionamento. Uma análise harmônica da corrente ressonante foi realizada variando-se a frequência de chaveamento do inversor ressonante e os resultados obtidos são mostrados na Figura 5.4. Relativamente a cada uma das fundamentais, verifica-se o aumento da contribuição das harmônicas de baixa ordem e o aparecimento de harmônicas de ordem elevada à medida que  $f_s$  aumenta, mantendo-se o mesmo  $q$  de funcionamento. É possível também através das Figuras 5.2 e 5.3 notar o aumento do atraso da corrente ressonante em relação a tensão

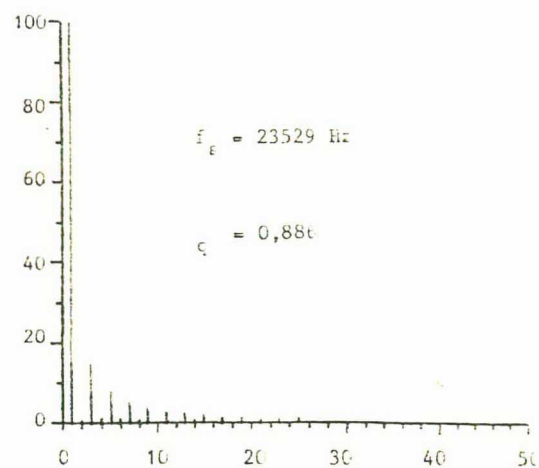
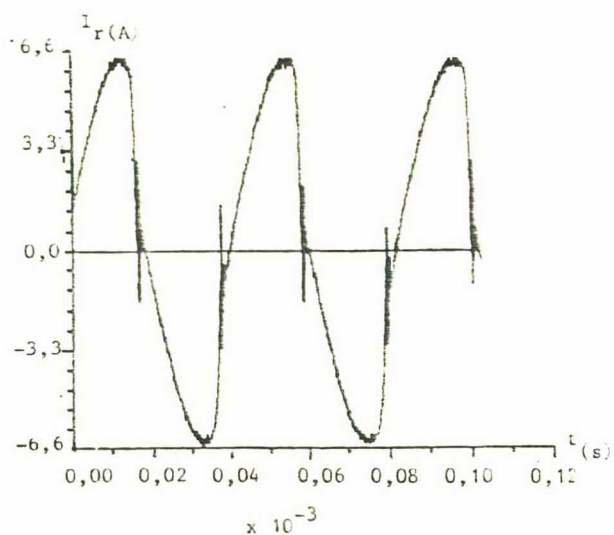
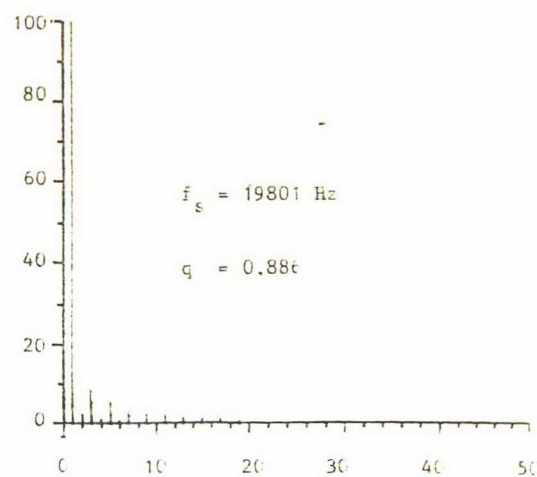
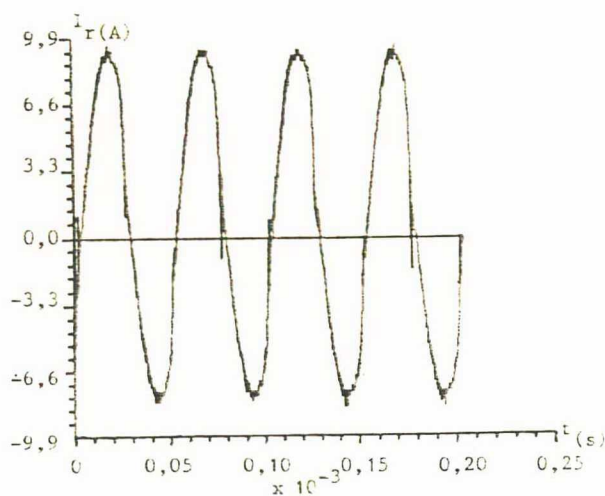
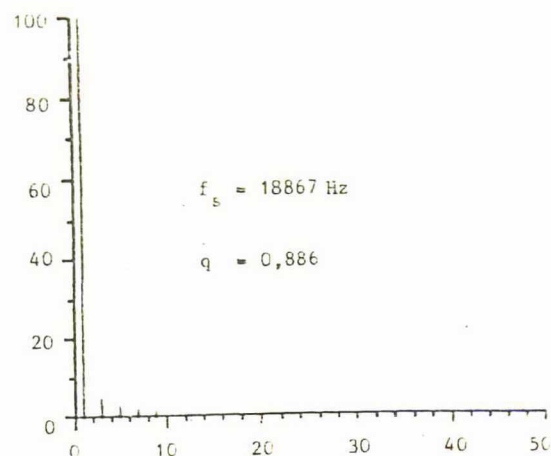
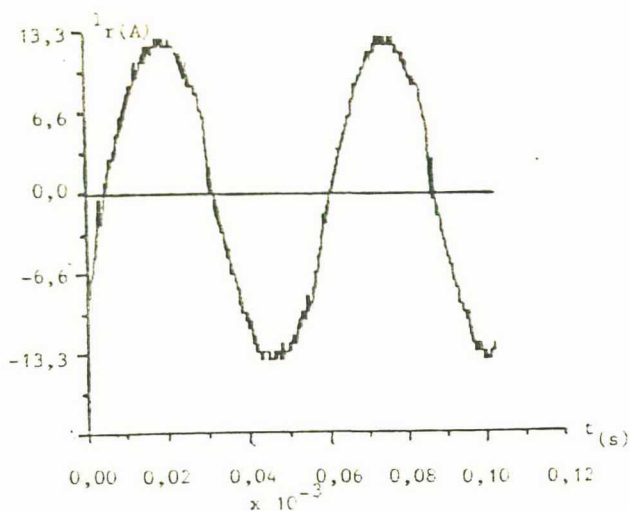
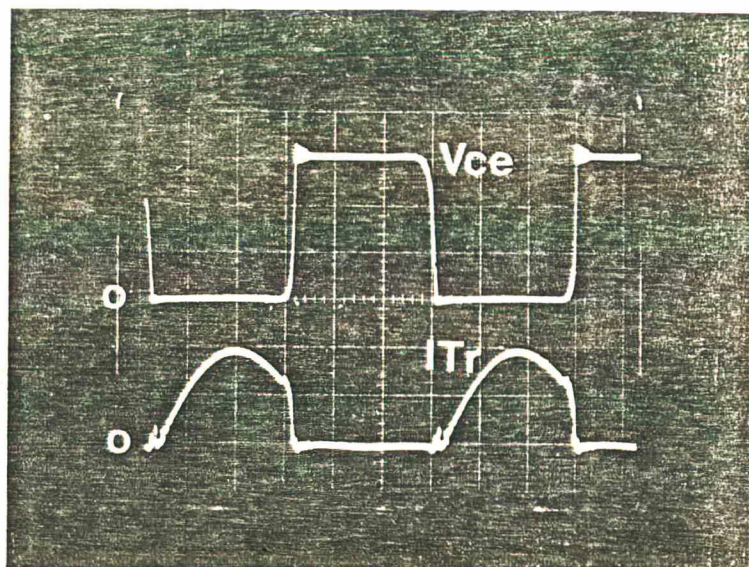


Figura 5.4 - Resultados Obtidos a partir da Análise da Corrente Ressonante variando-se a Frequência de Chaveamento do Inversor e mantendo-se  $q$  constante.

$V_{ab}$ , devido ao incremento na frequência de chaveamento.

A forma de onda da corrente e tensão  $V_{CE}$  no "Darlington" é observada na Figura 5.5. Sem dúvida, é a forma de onda mais importante do estudo.



$V_{CE}$  - (100 V/div)

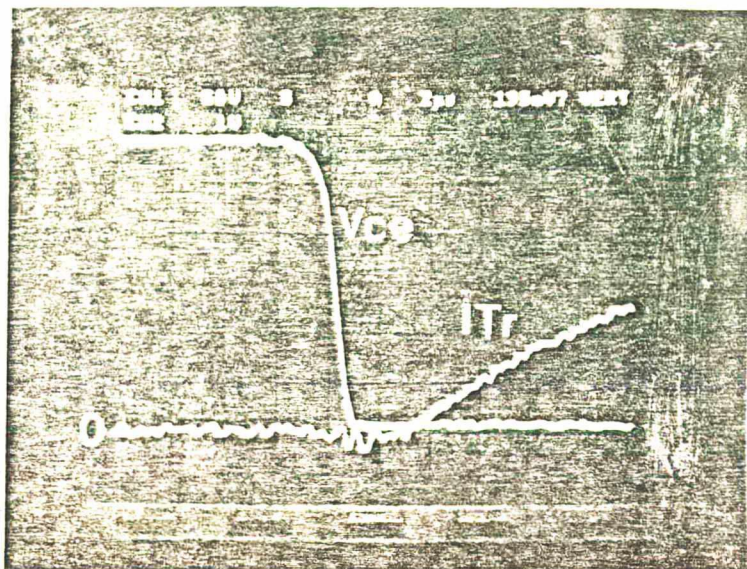
$t$  - (10  $\mu$ s/div)

$I_{TR}$  - (4 A/div)

Figura 5.5 - Corrente de Coletor e Tensão  $V_{CE}$  no "Darlington" que forma o Tiristor Dual da Estrutura

O detalhe da Figura 5.6 obtido do disparo do "Darlington" mostra que a comutação é natural e isenta de perdas. Isso confere um bom rendimento à estrutura, aliando os princípios de ressonância às características do tiristor dual.





$V_{CE}$  - (50V/div)

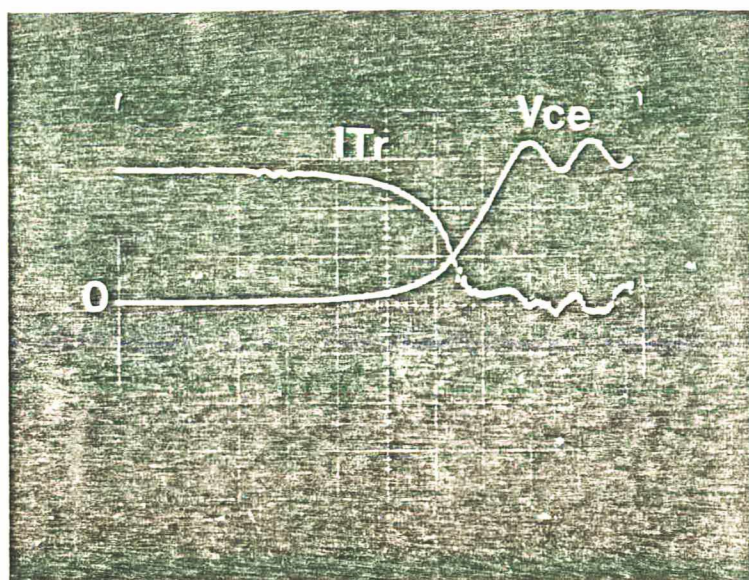
$t$  - (2  $\mu$ s/div)

$I_{Tr}$  - (3,33 A/div)

Figura 5.6 - Detalhe do Disparo do "Darlington" que compõe o Tiristor Dual.

Trabalhando-se em altas-frequências a fim de se minimizar volume e peso o tiristor dual se adapta a estrutura ressonante reduzindo as perdas na comutação e o volume dos dissipadores.

No bloqueio, detalhado na Figura 5.7, os capacitores de ajuda à comutação da estrutura formam um auxílio simples e eficiente, reduzindo as perdas de comutação do Darlington. As oscilações são devidas as indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito.



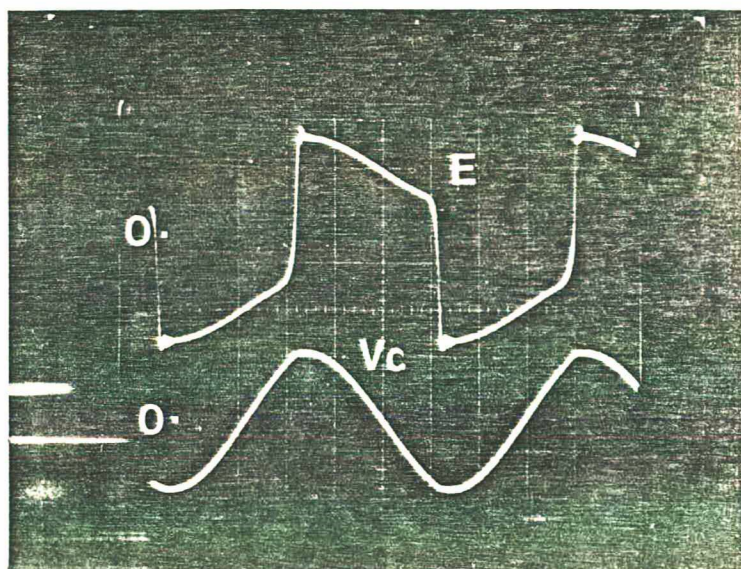
$$I_{TR} - (2 \text{ A/div})$$

$$t - (2 \text{ us/div})$$

$$V_{CE} - (100 \text{ V/div})$$

Figura 5.7 - Detalhe do Bloqueio do "Darlington" que forma o Tiristor Dual.

A tensão no primário do transformador e a tensão no capacitor do circuito LC intermediário são mostradas na Figura 5.8.



$$E - (50 \text{ V/div})$$

$$t - (10 \text{ us/div})$$

$$V_C - (50 \text{ V/div})$$

Figura 5.8 - Forma de Onda da Tensão no Primário do Transformador de Saída E (acima) e da Tensão  $V_C$  no Capacitor Ressonante.



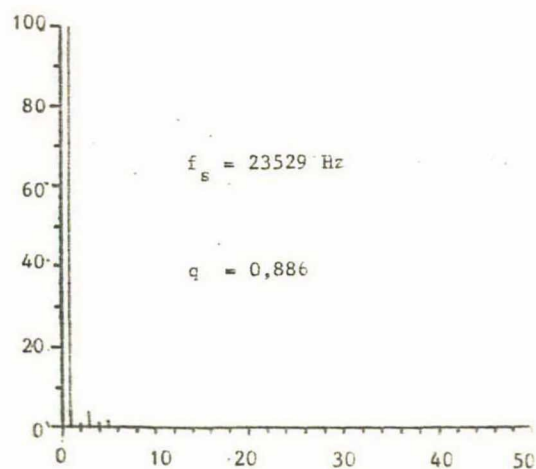
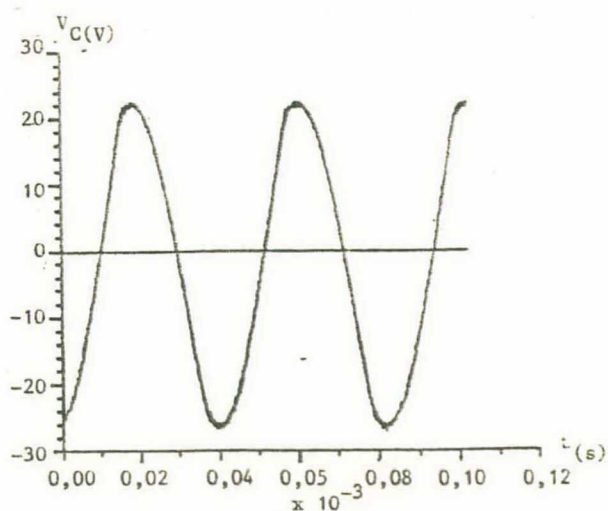
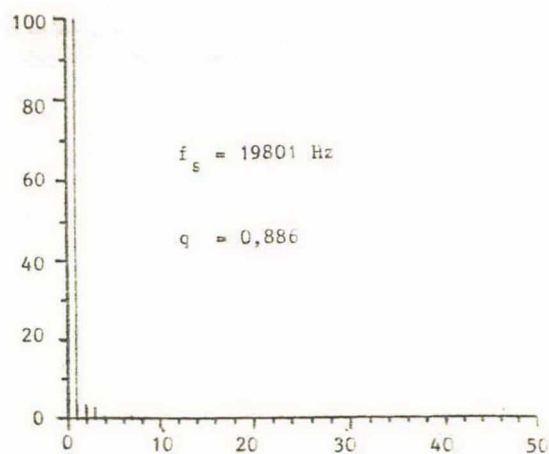
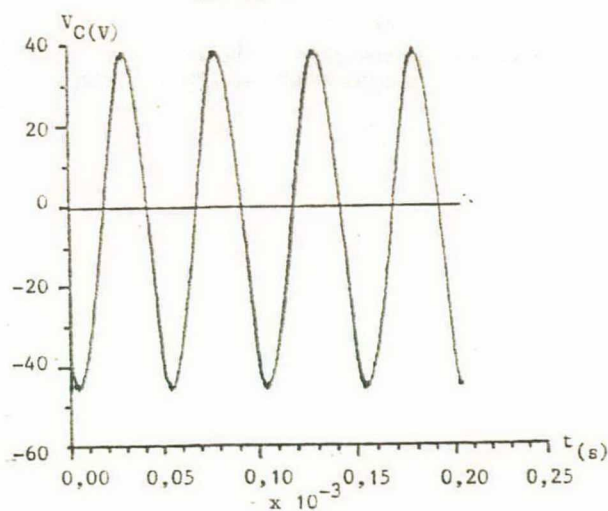
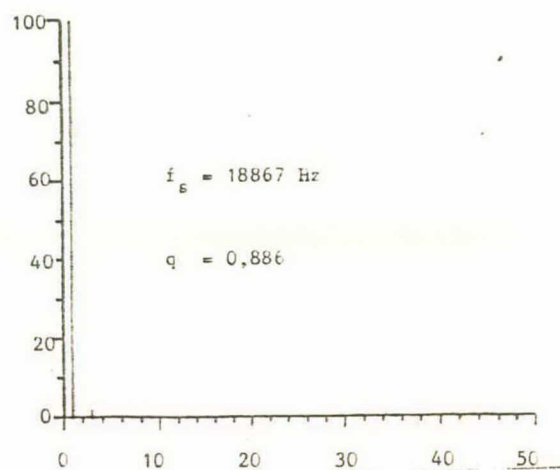
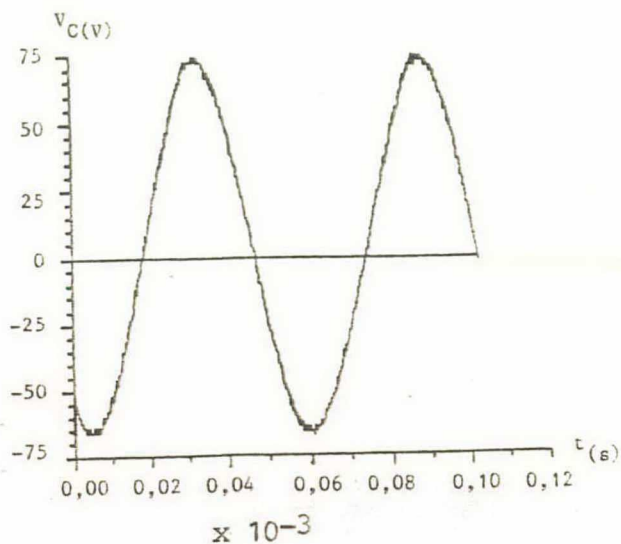


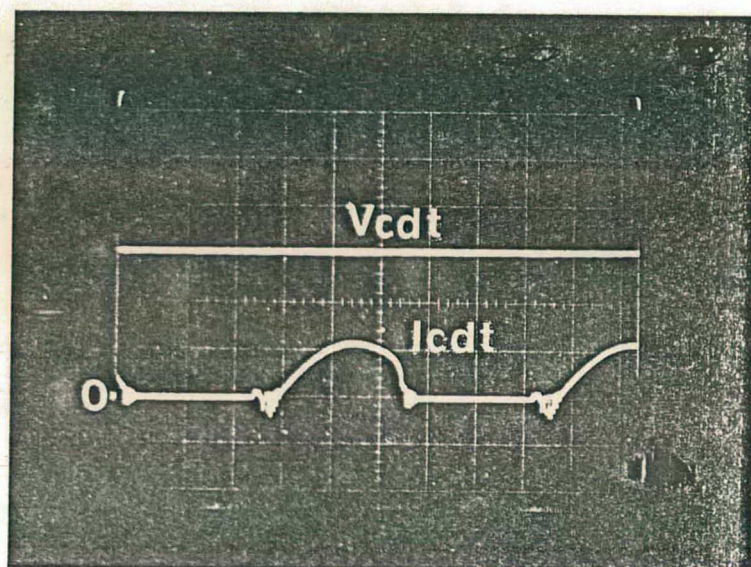
Figura 5.9 - Análise Harmônica da Tensão sobre o Capacitor Ressonante para um mesmo  $q$  e Frequências de chaveamento diferentes.

A declividade acentuada observada no topo da forma de onda da tensão no transformador deve-se à carga instantânea da bateria na saída do conversor.

A forma de onda da tensão no capacitor é praticamente senoidal.

Uma série de análises harmônicas são efetuadas na Figura 5.9 Destaca-se o baixíssimo conteúdo harmônico encontrado.

Os capacitores eletrolíticos divisores de tensão comportam-se praticamente como fontes ideais de tensão contínua não se verificando nenhuma queda de tensão. As formas de onda da tensão e corrente em um dos capacitores divisores de tensão é vista na Figura 5.10.



$$V_{\text{CDT}} - (50 \text{ V/div})$$

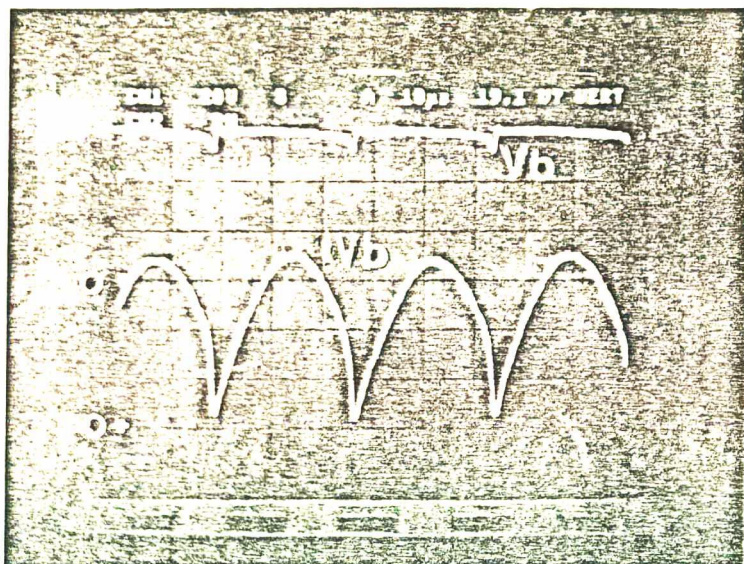
$$t - (10 \text{ } \mu\text{s/div})$$

$$I_{\text{CDT}} - (10 \text{ A/div})$$

Figura 5.10 - Tensão e Corrente em um dos Capacitores Eletrolíticos divisores de Tensão.

Na carga, Figura 5.11, verifica-se que a tensão

na bateria apresenta pequenas modificações em relação a uma tensão contínua pura. A diferença ocorre face ao fenômeno de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora, durante a comutação. Devido ao ângulo  $\theta_C$  próximo de  $180^\circ$ , forma de onda de corrente na bateria pode ser aproximada a uma senóide retificada em onda completa.



$V_b$  - (20 V/div)

$t$  - (10  $\mu$ s/div)

$I_{V_b}$  - (6,66 A/div)

Figura 5.11 - Tensão e Corrente sobre a Bateria VB de Carga para o Conversor.



#### 5.4 - Algumas Considerações sobre o Funcionamento do Inversor

Procurou-se efetuar uma análise com base na Figura 1.27 do Capítulo I. Para uma corrente de pico nos transistores igual a 4,33A e diversos valores de  $q$  verifica-se através de análise harmônica que o conteúdo harmônico relativo à cada fundamental da forma de onda da corrente do inversor diminui a medida que  $q$  aumenta. Para a mesma situação a corrente média na bateria de carga aumenta. Os resultados práticos podem ser observados na Figura 5.12.

Em outra análise, Figura 5.13, mantendo a frequência de chaveamento constante (17,2 KHz) e reduzindo o valor de  $q$ , observou-se um aumento da corrente de pico nos transistores, na corrente média registrada na bateria e na amplitude do conteúdo harmônico de baixa ordem na forma de onda da corrente  $I_r$ .

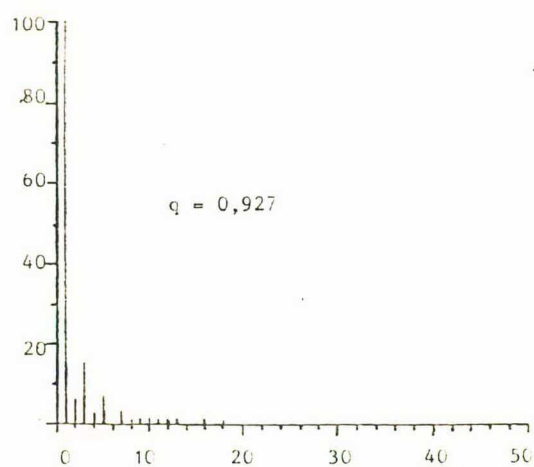
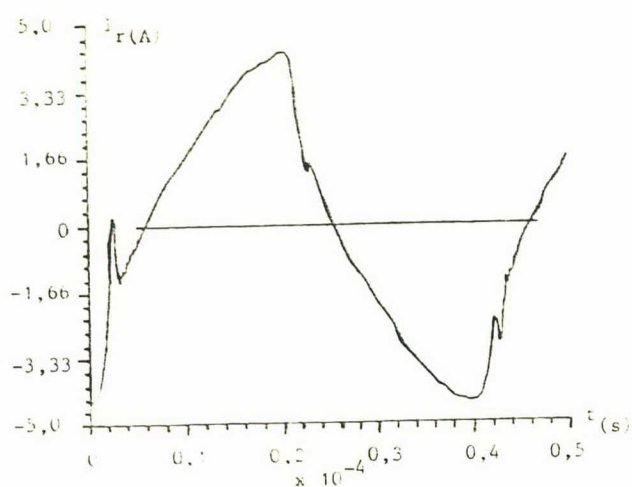
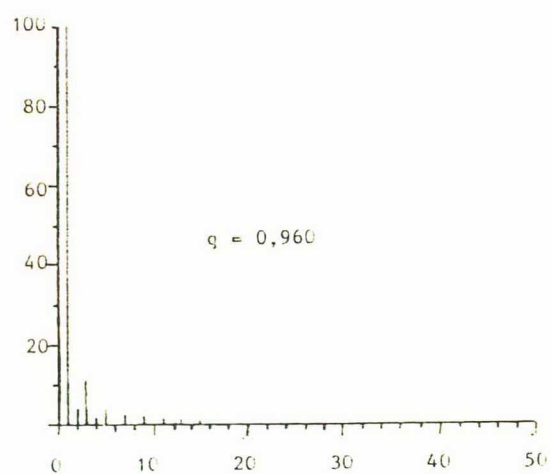
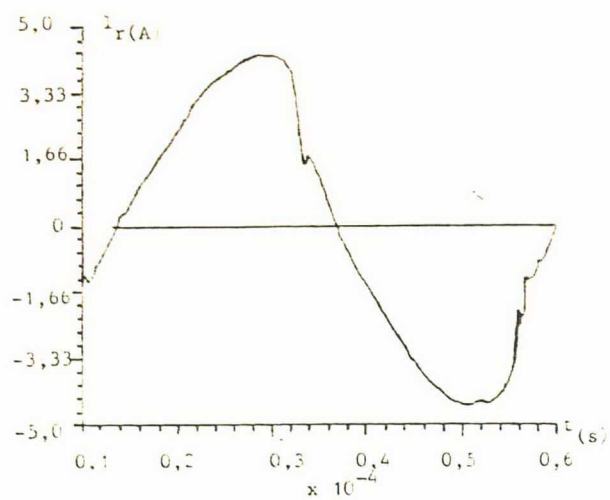
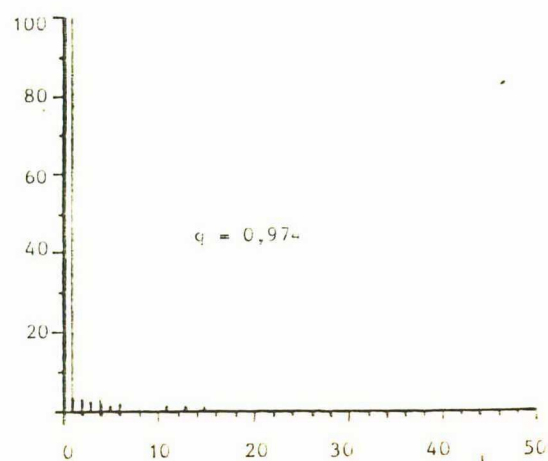
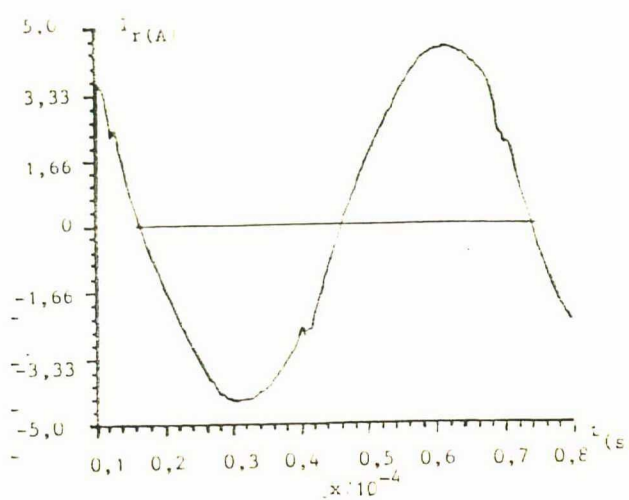


Figura 5.12 - Análise Harmônica da Corrente do Inversor para diversos  $q$  e mesma Corrente de Pico nos Transistores.

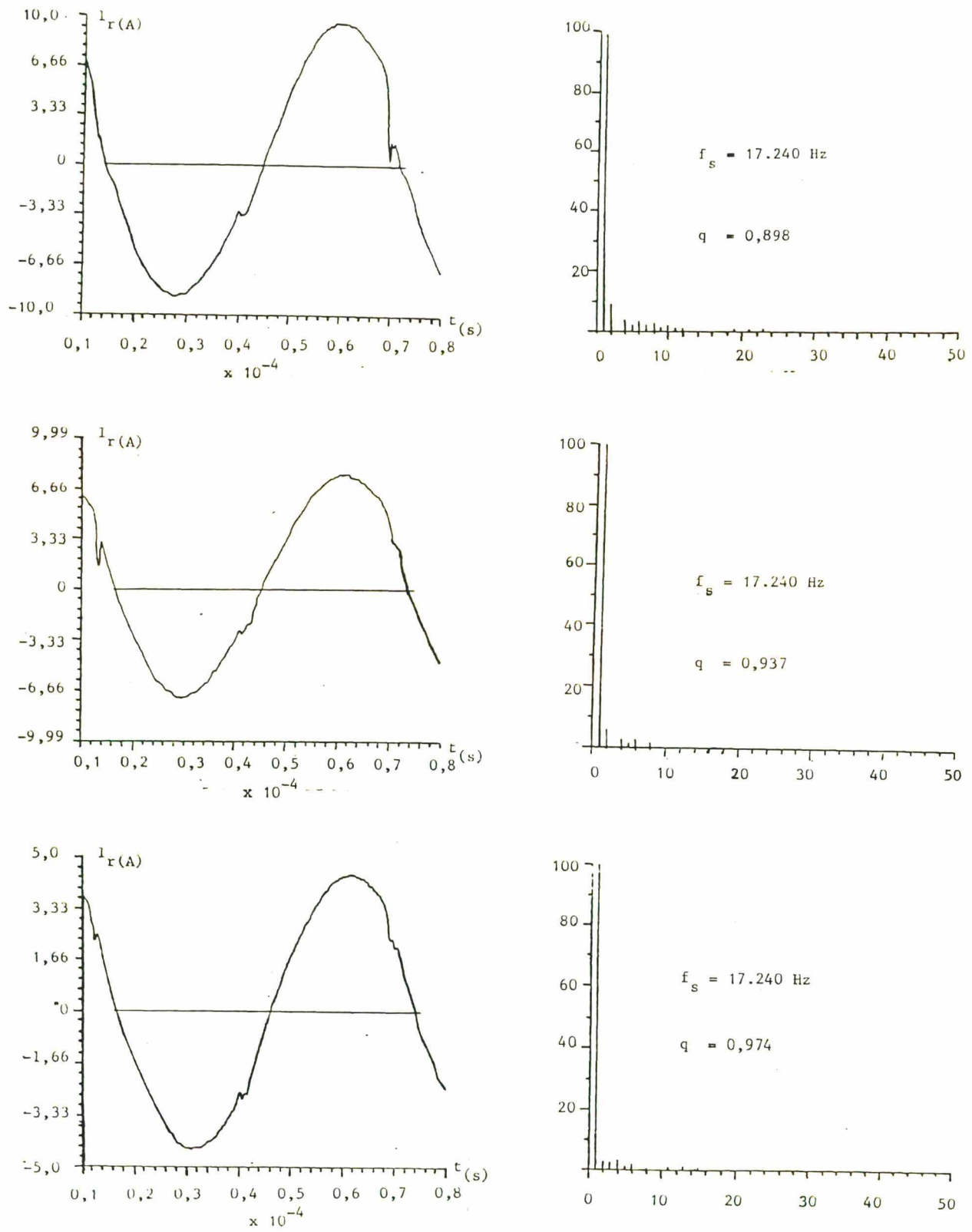
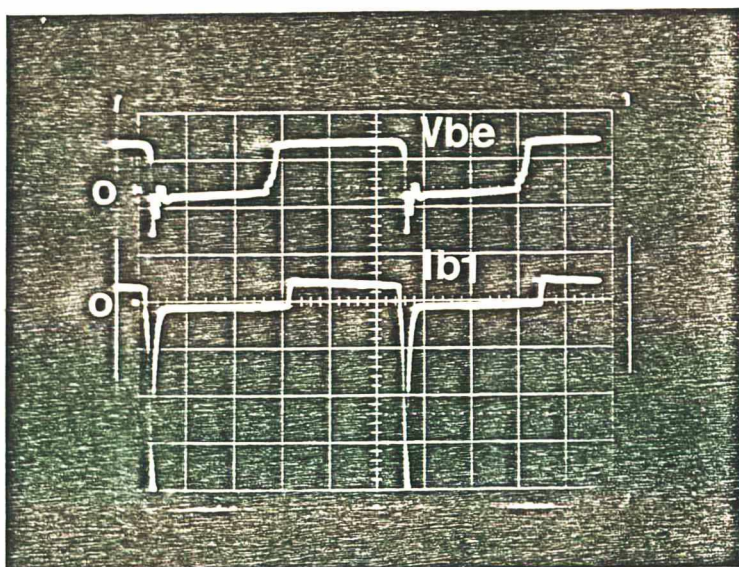


Figura 5.13 - Análise Harmônica da Corrente Ressonante com Frequência de Chaveamento Constante e Valores de  $q$  diferentes.

### 5.5 - O Comando de Base

A título de ilustração são mostradas na Figura 5.14 a tensão  $V_{BE}$  do "Darlington" componente do tiristor dual e a corrente na base do transistor driver. Verifica-se o atraso na subida da corrente de base, o seu comportamento no bloqueio, bem como a pequena polarização reversa sofrida pela junção base-emissor.



$V_{BE}$  - (2 V/div)

$t$  - (10  $\mu$ s/div)

$I_{B1}$  - (200 mA/div)

Figura 5.14 - Tensão  $V_{BE}$  de comando sobre o Darlington e Corrente na Base do Transistor Driver.

Através de um osciloscópio com memória foi possível adquirir em microcomputador a forma de onda da tensão  $V_{CE}$  no exato instante de atuação do disjuntor. Iniciada a sobrecorrente o disjuntor do tiristor dual atua fornecendo ordem de bloqueio do Darlington. A aquisição é mostrada na Figura 5.15.

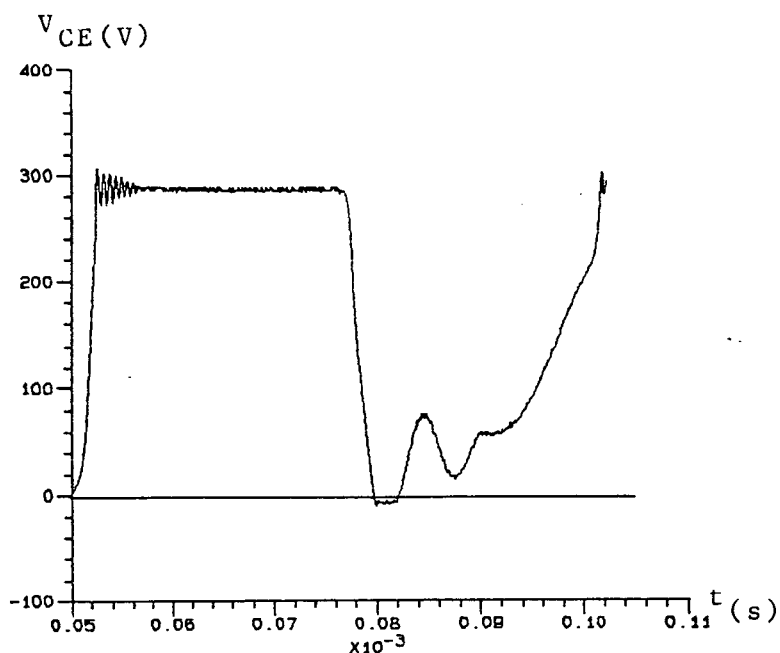


Figura 5.15 - Tensão sobre o Tiristor Dual:  
Aquisição Efetuada com Osciloscópio e  
Microcomputador no Exato Instante de  
Atuação do Disjuntor Eletrônico.

### 5.6 - Comparações Efetuadas entre Simulação, Resultados Matemáticos e Resultados Práticos

Inicialmente foi realizado um levantamento no circuito prático onde foram determinados:

$$E \cong 133V$$

$$e = 150V$$

$$V_b = 56V$$

A indutância aproximada do circuito prático foi obtida a partir das simulações. Considerando as grandezas deter

minadas variando-se a frequência de chaveamento verificou-se o comportamento da tensão e corrente de pico no capacitor do circuito LC intermediário.

Para:

$$L = 84,5 \mu\text{H}$$

$$C = 1,56 \mu\text{F}$$

$$e = 150\text{V}$$

$$|E| = 133\text{V}$$

as curvas obtidas por simulação, matematicamente e na prática são mostradas na Figura 5.16. As grandezas comparadas são a corrente e tensão de pico no capacitor do circuito LC intermediário.

Na faixa de frequência observada verifica-se uma aproximação das curvas prática e de simulação, com um erro máximo de 19,25% nas duas grandezas observadas. A curva matemática tende a aproximar-se das outras duas a medida que a frequência de chaveamento do inversor aumenta. O erro máximo na faixa observada está em torno de 17%. A diferença aumenta consideravelmente à medida que a frequência de chaveamento diminui. O motivo principal é o excessivo aumento nas correntes circulantes e a elevação nas quedas de tensão tanto no circuito prático quanto na simulação que considera um modelo resistivo para os semicondutores.

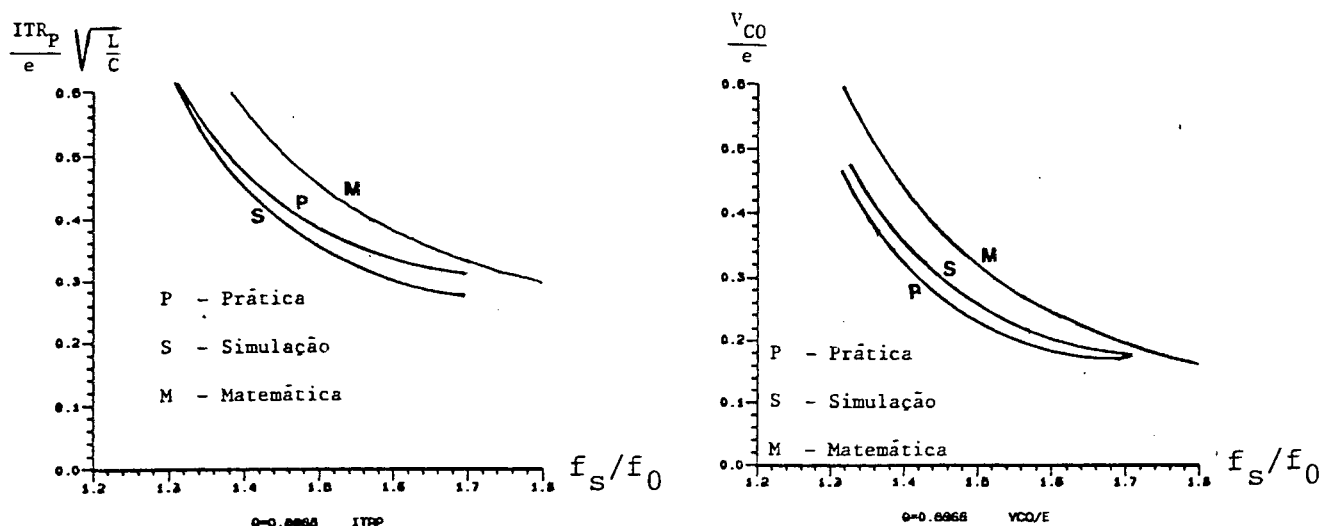


Figura 5.16 - Curvas de Corrente e Tensão de Pico no Capacitor C, obtidas pela Simulação, Prática e Equacionamento Matemático

## 5.7 - Rendimento

O rendimento observado no conversor, apesar de elevado, mostrou-se abaixo do esperado. Obteve-se um rendimento de 87%. Os rendimentos acusados na literatura especializada chegam a 97%. Em se tratando de um protótipo, com um objetivo didático, o compromisso de um alto rendimento não foi obedecido. Os resultados adversos obtidos devem-se as perdas nas interligações, componentes e condutores. O transformador utilizado, projetado para uma densidade de fluxo máxima de 2,5K Gauss deverá ser refeito a fim de reduzir suas perdas, melhorando o rendimento da estrutura. A resistência série do banco de baterias também é responsável por uma parcela de perdas devido a elevada corrente circulante.

## 5.8 - Conclusão

Com base no estudo do protótipo de laboratório foi possível analisar as principais formas de onda características e dificuldades no projeto do inversor série ressonante.

Diversos fatores como resistências, indutâncias, variações de tensão são responsáveis por alterações no funcionamento do circuito. O protótipo possibilitou uma análise da comutação mostrando as vantagens da utilização do tiristor dual aliado aos princípios ressonantes.

Foram analisados tópicos envolvendo análise harmônica verificando-se ainda as vantagens da utilização de um  $q$  elevado quando se deseja uma forma de onda próxima do senoidal no inversor.

Fenômenos observados na comutação e tensão de saída são estudados. Através de fotografias e aquisições são mostrados e comentados o disparo, bloqueio e atuação do disjuntor eletrônico. O baixo rendimento acusado pela estrutura deve-se as muitas não-idealidades do circuito prático implementado.



## CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho possibilitou condensar informações sobre o inversor série ressonante. Com a interação entre o estudo teórico e execução de trabalhos em laboratório e microcomputador foi possível acrescentar algumas colaborações no sentido de tornar mais claro o entendimento e visualização dos fenômenos no conversor.

O comportamento teórico do inversor com frequência de chaveamento acima da frequência oscilante e razão cíclica de 50% foi analisado através de diagrama de fase, sendo obtidos ábacos que descrevem o comportamento de uma série de grandezas parametrizadas úteis no dimensionamento da estrutura do conversor.

Um estudo foi realizado com o intuito de escolher o interruptor ideal para o conversor. Obedecendo as condições de comutação natural, alto rendimento, simplicidade, segurança e emprego em altas frequências, o "Tiristor Dual" foi escolhido, sendo as suas características deduzidas a partir do tiristor.

No projeto da estrutura podem ser utilizados âbacos que facilitam a determinação das grandezas de interesse. Verificou-se que existem efeitos que combinados interferem no funcionamento do conversor, como resistências-série dos componentes e indutâncias parasitas do circuito. Os diodos da estrutura devem ser rápidos para não comprometer o funcionamento. O circuito de comando possui poucos componentes. O comando do conversor, composto por dois tiristores duais comandados complementarmente não é facilmente implementado e ajustado. Alguns componentes foram

obtidos experimentalmente para efeito de simplificação.

Com base nos resultados obtidos foi possível comprovar a grande influência exercida pelas indutâncias parasitas, resistências-série e número de espiras do transformador de potência da estrutura. A corrente circulante na carga influi no dimensionamento dos capacitores de ajuda à comutação. Capacitores mal projetados determinam efeitos indesejáveis na comutação do inversor.

O inversor série é sensível à carga quando se opera a frequência fixa. A comutação natural e a atuação do capacitor de auxílio à comutação mostram-se eficientes na redução das perdas na comutação aumentando o rendimento nas altas frequências.

A análise harmônica das formas de onda mostrou que a tensão sobre o capacitor ressonante tem pouquíssimos harmônicos.

O conteúdo harmônico da corrente ressonante aumenta:

- . Com  $f_s/f_0$  constante à medida que  $q$  diminui (quanto mais próximo de um é o valor de  $q$  mais próxima de uma senóide é a forma de onda da corrente ressonante);
- . Com  $q$  constante à medida que  $f_s/f_0$  aumenta.

Existem discrepâncias em função dos estudos matemáticos, práticos e de simulação principalmente devido à ação das resistências envolvidas no modelo prático e de simulação. O baixo rendimento apresentado na estrutura está ligado principalmen

te as características do transformador e a potência perdida nas resistências-série do circuito.

Como sugestões pode restar um estudo detalhado do instante de comutação tendo em vista a otimização dos capacitores de ajuda à comutação, redução do capacitor divisor de tensão e diodos de roda-livre, além de uma otimização do transformador, todos a nível de bancada.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [01] - BARBI, I. - Eletrônica de Potência II. Publicação Interna, UFSC, 1981.
- [02] - CHERON, Y. - Application des Règles de la Dualité à la Conception de Nouveaux Convertisseurs à Transistors de Puissance. Synthèse du Thyristor - Dual. Domaine d'application - Tese de Doutorado - INPT Toulouse - França, 1982.
- [03] - MANZOR, C. E. T. - Estudo e Realização de um Inversor de Alta-Tensão e Alta-Frequência para Aquecimento Indutivo - Tese de Mestrado - UFSC, Florianópolis - SC 1985.
- [04] - BARBI, I. - Eletrônica de Potência, Editora da UFSC, 1986.
- [05] - SCHWARZ, F. C. - A Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation Vol IECI-17 nº 3, May 1970.
- [06] - SCHWARZ, F. C. - An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters - IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol IECI-23 nº 2, May 1976.

- [07] - BARBI, I - Comando de Conversores Estáticos, Publicação Interna.
- [08] - THOMSON - CSF - Le Transistor de Puissance Dans Son Environnement, 1978
- [09] - THOMSON - CSF - Le Transistor de Puissance Dans la Conversion D'Energie, 1983.
- [10] - ICOTRON - Boletim Técnico Informativo - Ano IX, nº 40 Ago/Set, 1983.
- [11] - SEMIKRON - Fast Recovery Silicon Rectifier Diodes.
- [12] - AL HADDAD, K. ; KRISHNAN, T. & RAJAGOPALAN, V. - DC to DC Converters with High Frequency AC Link, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-22 nº 2, March/April 1986.
- [13] - DE MELLO, L. F. P. - Projetos de Fontes Chaveadas - Érica - 1987.
- [14] - NATIONAL SEMICONDUCTOR - Linear Databook - National Semiconductor, 1980.
- [15] - SIEMENS - Capacitors for Power Electronics - Siemens - 1975/76.

- [16] - SESCOSEM SEMICONDUTOR DIVISION - Transistors de Puissance, 1979.
- [17] - THOMSON - CSF - Rectifiers, Diodes, Thyristors, 1976.
- [18] - TEXAS INSTRUMENTS - The Power Semiconductor Data Book for Design Engineers - Copyright - 1978.
- [19] - SCHWARZ, F. C. - A Controllable Secondary Multikilowatt DC Current Source with Constant Maximum Power Factor in its Three-Phase Supply Line - IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol IECI-23, n° 2, May 1976.
- [20] - SCHWARZ, F. C. ; & KLAASSENS, J. B. - A 95 Percent Efficient 1 - KW DC Converter with an Internal Frequency of 50KHz. IEEE - Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation Vol IECI-25, n° 4, Nov 1978.
- [21] - CHERON, Y. ; & FOCH, H. - Utilization de la Résonance dans les alimentations de Puissance - Electronique de Puissance - Societé de Presses et de Services S.A. - Março - 1984 - n° 2.
- [22] - BERRY, J. P. et JOUBERT, J. C. - Le Thyristor Dual - Electronique de Puissance - Societé de Press et de Services S.A. - Maio 1987 - n° 21.

- [23] - KASSAKIAN, J. G. ; GOLDBERG, A. F. & MORETTI, D. R. -  
A Comparative Evaluation of Series and Parallel  
Structures for High Frequency Transistor Inverters -  
IEEE Power Electronics Specialists Conference -  
PESC' 82 - Record - pp 20 - 26.
- [24] - ORUGANTI, R. ; & LEE F. C. - Resonant Power Processors:  
Part I - State Plane Analysis - In IEEE - IAS 1984 -  
Annual Meeting Conf. Rec, pp 860 - 867.
- [25] - VORPÉRIAN, V. & CUK, S. - A Complete DC Analysis of  
the Series Resonant Converter - IEEE Power Electronics  
Specialists Conference, Record, 1982, pp 85 - 100.

## A P Ê N D I C E

ESTUDO DETALHADO DA COMUTAÇÃO [02]REPRESENTAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO INVERSOR SÉRIE RESSONANTE  
NO PLANO DE FASE, CONSIDERANDO A COMUTAÇÃO

Observando a configuração do circuito do inversor série ressonante durante a comutação, obtém-se o circuito equivalente da Figura A.1.1.

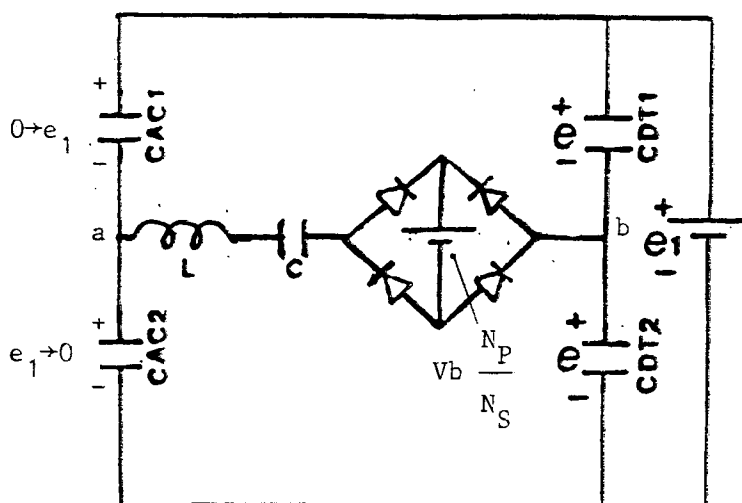


Figura A.1.1 - Circuito Equivalente do Inversor Série Ressonante durante a Comutação.

Simplificando o circuito da Figura A.1.1 tem-se na Figura A.1.2-a o equivalente simplificado no início da comutação.

Ao término da comutação o circuito simplificado é o da Figura A.1.2-b com alteração da tensão no capacitor.



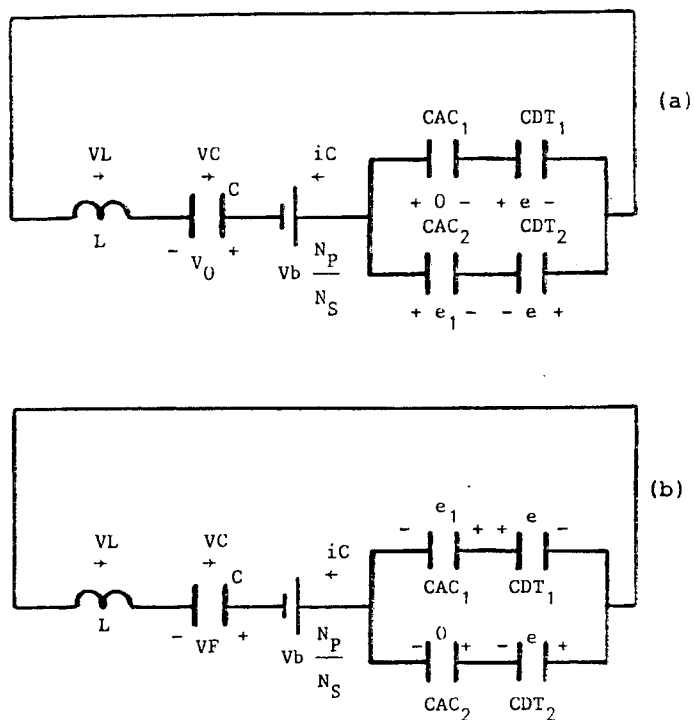


Figura A.1.2 - (a) Equivalente Simplificado no Início da Comutação entre  $TR_1$  e  $D_2$ ;

(b) Circuito Simplificado no Término da Comutação

Considerando-se

$$CDT \gg CAC \quad (A.1)$$

os circuitos da Figura A.1.2 resultam naqueles mostrados na Figura A.1.3.

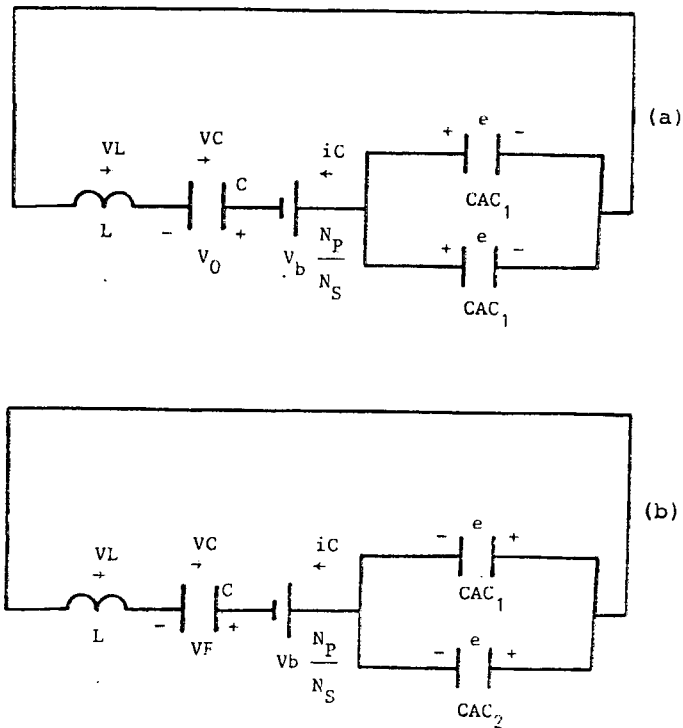


Figura A.1.3 - Circuitos Simplificados no Início e Término da Comutação de  $TR_1$  e  $D_2$  com  $CDT \gg CAC$

Denominando de  $\gamma$  ao capacitor equivalente de  $CAC_1$  em paralelo com  $CAC_2$  tem-se

$$\gamma = CAC_1 + CAC_2 \quad (A.2)$$

e os circuitos da Figura A.1.3 tornam-se os da Figura A.1.4.

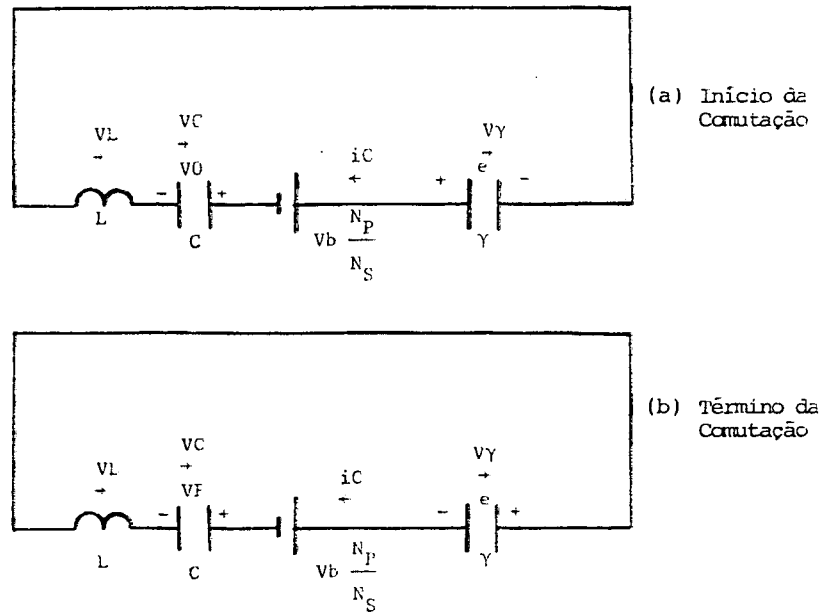


Figura A.1.4 - Circuito Equivalente Simplificado da Comutação.

Considerando-se  $CAC_1 = CAC_2$  tem-se

$$CAC_1 = \frac{\gamma}{2} \quad (A.3)$$

O capacitor equivalente dos circuitos da Figura A.1.4 é  $C$  (Figura A.1.5) onde

$$C = \frac{1}{C} + \frac{1}{\gamma} \quad (A.4)$$

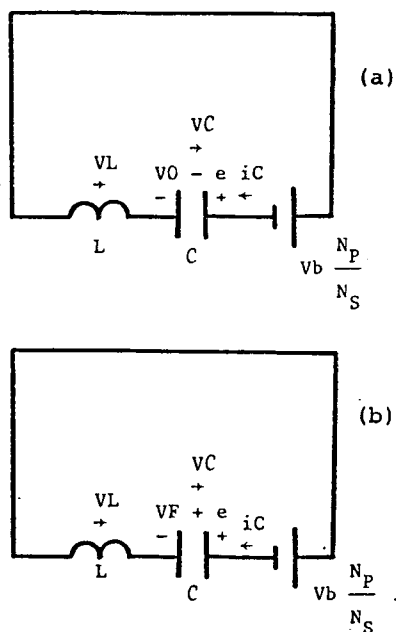


Figura A.1.5 - Circuito Equivalente Simplificado na Comutação.

Denominando de  $\alpha$  a relação entre  $C$  e  $\gamma$  tem-se:

$$\alpha_2 = \frac{C}{\gamma} \quad (\text{A.5})$$

Desenvolvendo (A.4)

$$C = \frac{C \cdot \gamma}{(\gamma + C)} \quad (\text{A.6})$$

Isolando  $\gamma$  em (A.5) e substituindo em (A.6)

$$C = \frac{\frac{C^2}{\alpha_2}}{\frac{C}{\alpha_2} + C} \quad (\text{A.7})$$

donde:

$$C = \frac{C^2}{C + C \alpha_2} = \frac{C}{(1 + \alpha_2)} \quad (\text{A.8})$$

O capacitor equivalente do circuito durante a comutação é  $C$ , e durante a condução de  $TR_1$  ou  $D_2$  é  $C$ . Verifica-se durante a comutação um acréscimo no valor de capacitância do circuito.

Dessa forma a frequência natural não amortecida do circuito durante a condução de  $TR_1$  e  $D_2$  vale:

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{A.9})$$

e durante a comutação

$$W_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{A.10})$$

No diagrama de fase o tempo não varia, assim é possível estabelecer uma relação entre os ângulos do circuito de comutação ( $W = W_R$ ) e os ângulos do circuito onde conduz  $TR_1$  ou

$$D_2 \quad (W = W_0).$$

$$\theta = w_0 t \quad (A.11)$$

$$\theta^* = w_R t \quad (A.12)$$

A relação é obtida a partir de (A.11) e (A.12)

$$\boxed{K = \frac{\theta^*}{\theta} = \frac{w_R}{w_0}} \quad (A.13)$$

Substituindo (A.8) em (A.10)

$$w_R = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C}{(1 + \alpha_2)}}} \quad (A.14)$$

Com (A.14) e (A.9) em (A.13) chega-se

$$\boxed{K = \sqrt{1 + \alpha_2}} \quad (A.15)$$

A relação entre as correntes na comutação e na condução de  $TR_1$  ou  $D_2$  é obtida a partir do eixo imaginário do diagrama de fase (A.16).

$$\frac{y^*}{y} = \frac{I_C \sqrt{\frac{L}{C}}}{I_C \sqrt{\frac{L}{C}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (\text{A.16})$$

Substituindo (A.8) em (A.16)

$$\boxed{\frac{y^*}{y} = \frac{I_C \sqrt{\frac{L}{C}}}{I_C \sqrt{\frac{L}{C}}} = \sqrt{1 + \alpha_2} = K} \quad (\text{A.17})$$

A relação entre as condições iniciais no capacitor equivalente  $VC_0$  e no capacitor ressonante  $C$  no início da comutação é

$$VC_0 = V_0 - e \quad (\text{A.18})$$

No final da comutação a tensão final no capacitor equivalente  $VC_f$  em relação a tensão final do capacitor ressonante  $C$ .

$$VC_f = V_f + e \quad (\text{A.19})$$

Com o intuito de simplificar o estudo no plano de fase são definidas algumas grandezas reduzidas:

$$x = V_C / e \quad (\text{A.20})$$

$$y = (I_C) \sqrt{L/C} \quad (\text{A.21})$$

$$x^* = VC / e \quad (\text{A.22})$$

$$y^* = (I_C) \sqrt{L/C} \quad (\text{A.23})$$

$$q = |E| / e \quad (\text{A.24})$$

$$x_M = \frac{V_{C0}}{e} \quad (\text{A.25})$$

Em regime permanente o estudo do funcionamento do conversor é composto pela análise das seqüências de condução de  $TR_1$ , comutação e condução de  $D_2$ .

Os circuitos simplificados de estudo são mostra  
dos na Figura A.1.6



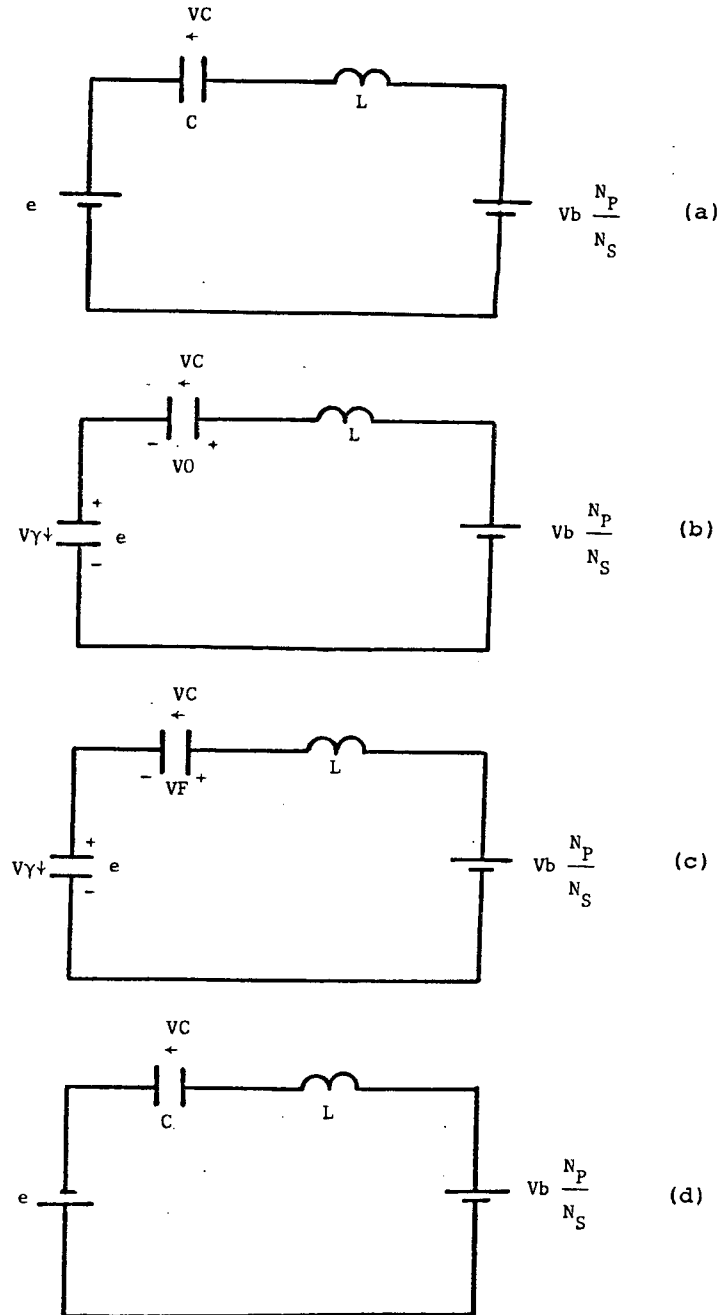


Figura A.1.6 - Circuitos Simplificados de Estudo do Conversor.

- (a) Condução de  $TR_1$
- (b) Início da Comutação
- (c) Término da Comutação
- (d) Condução de  $D_2$

Para efeito de simplificação torna-se intersante representar a evolução do circuito no plano de fase

$(v_c, i \sqrt{\frac{L}{C}})$  utilizando as grandezas parametrizadas  $(x, y)$ .

A frequência natural não amortecida é  $\omega_0$  para a condução de  $TR_1$  e  $D_2$  e  $\omega_R$  na comutação. Faz-se necessária por isso a construção de dois diagramas de fase, um para cada frequência Figura A.1.7. Os planos de fase são  $(x, y)$  e  $(x^*, y^*)$ .

As regras de passagem entre dois planos de fase são deduzidas das expressões e  $x^*$  e  $y^*$  retiradas: no início da comutação da expressão (A.18) dividida por  $e$ , parametrizada

$$x_0^* = x_0 - 1 \quad (A.26)$$

da expressão (A.17)

$$y_0^* = Ky_0 \quad (A.27)$$

No final da comutação, de (A.19) e (A.17)

$$x_f^* = x_f + 1 \quad (A.28)$$

$$y_f^* = Ky_f \quad (A.29)$$

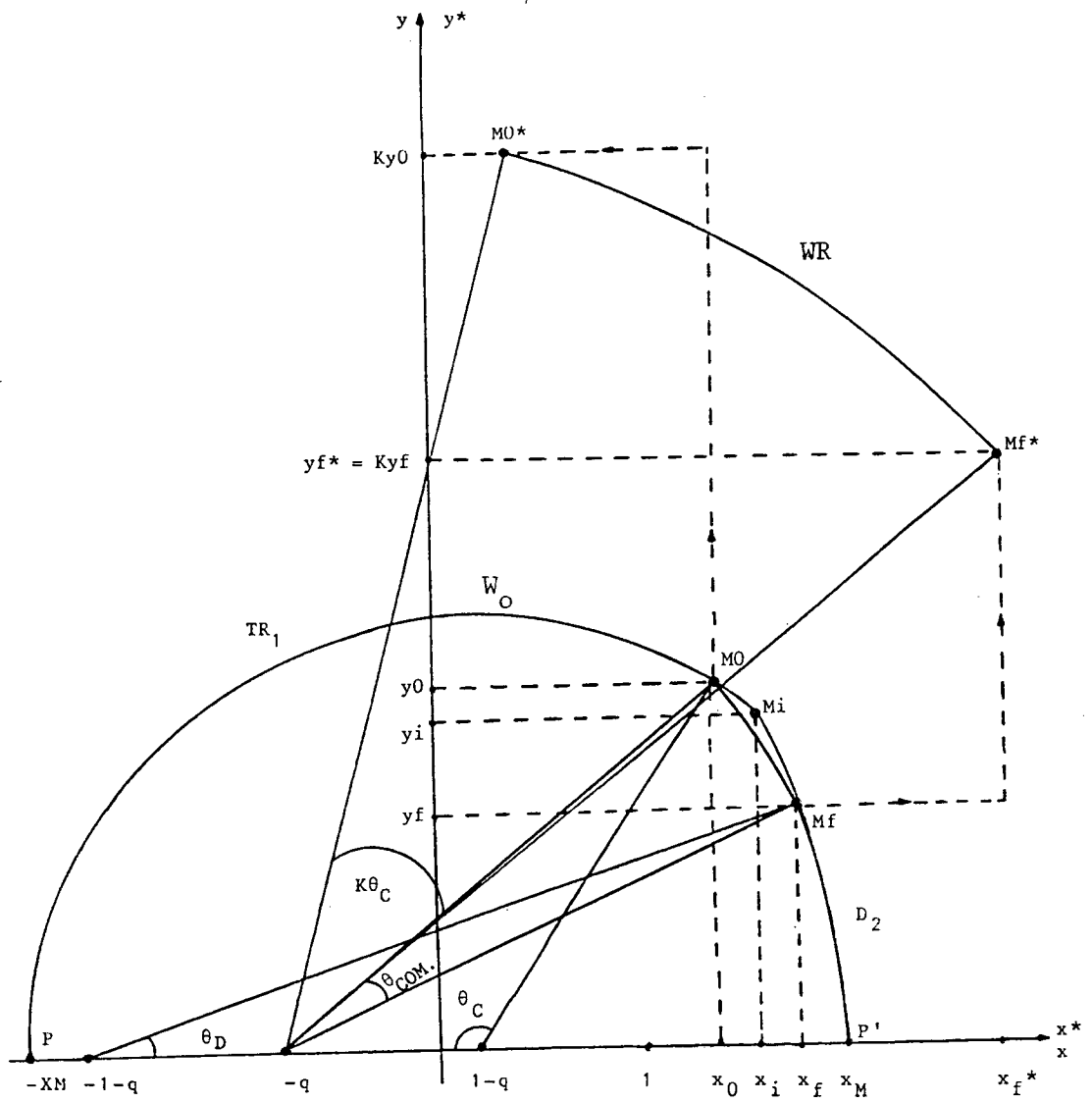


Figura A.1.7 - Representação da Comutação e Condução de  $TR_1$  e  $D_2$  no Plano de Fase.

O tiristor dual só pode disparar se o comando lhe permite e se a tensão nos seus bornes é anulada. A comutação é assegurada se a corrente circulante no capacitor C no final da comutação ainda for positiva ou zero no limite

$$\boxed{y_f \geq 0} \quad (A.30)$$

e o capacitor  $\gamma$  trocou de polaridade (implicando na carga de  $CAC_1$  até  $e_1$  descarga de  $CAC_2$  de  $e_1$  a 0). O fenômeno será expresso matematicamente para análise no plano de fase, como a corrente em C e em  $\gamma$  é a mesma na comutação é válida a expressão

$$\gamma \, dv_\gamma = C \, dv_C \quad (A.31)$$

então

$$dv_C = \frac{\gamma}{C} \, dv_\gamma \quad (A.32)$$

mas  $dv_\gamma$  na comutação vale  $2e$ , assim:

$$dv_C = \frac{\gamma}{C} \, 2e \quad (A.33)$$

de (A.5)

$$dv_C = \frac{2}{\alpha_2} \, e \quad (A.34)$$

Com a comutação assegurada, a tensão no capacitor

C após a comutação será dada por:

$$V_f = V_0 + dV_C \quad (A.35)$$

Dividindo tudo por  $\underline{e}$  e aplicando (A.20) e (A.34)

$$x_f = x_0 + \frac{2}{\alpha_2} \quad (A.36)$$

Mas de (A.26) substituída em (A.36) tem-se

$$x_f = x_0^* + 1 + \frac{2}{\alpha_2} \quad (A.37)$$

e de (A.28) substituída em (A.37)

$$\boxed{x_f^* = x_0^* + 2 + \frac{2}{\alpha_2}} \quad (A.38)$$

As condições das expressões (A.30) e (A.38) traduzem de maneira analítica o fato de que o capacitor  $\gamma$  já deve ter invertido sua polaridade antes que a corrente no circuito oscilante se anule.

Nos planos de fase apresentados na Figura A.1.7 é possível passar de um plano ao outro segundo uma homotetia no eixo dos  $y$  e uma translação segundo o eixo dos  $x$ .

A condução do transistor  $TR_1$  é representada pelo arco  $\widehat{PM0}$  de centro em  $(1 - q, 0)$  (como deduzido no Capítulo I) a condução do diodo  $D_2$  pelo arco  $MfP'$  centrado em  $(-1 - q, 0)$  (como deduzido no Capítulo I).

Analisando o circuito da comutação entre  $TR_1$  e  $D_2$  verifica-se por analogia ao circuito da Figura 1.1 do Capítulo I que

$$\varepsilon = -e$$

dessa forma o centro da circunferência de comutação está em  $(-q, 0)$  formando o arco  $\widehat{M0^* Mf^*}$ .

O ponto  $M_i$  representa o ponto de comutação dos tiristores duais na ausência de condensadores de ajuda à comutação.

. Determinação de  $x_i$ ,  $x_f$ ,  $x_0$

Observando as equações (1.41) e (1.46) do Capítulo I verifica-se que

$$\frac{V_1}{e} = \frac{V_{C0}}{e} q \quad (A.39)$$

Assim como

$$\frac{V_1}{e} = x_i \quad (A.40)$$

de (1.47) e (1.52)

$$\boxed{x_i = q X_M} \quad (A.41)$$

O ponto  $x_i$  é intermediário a  $x_0$  e  $x_f$ .

Considerando que o ponto  $x_i$  equivale ao ponto médio na comutação pelo tiristor dual tem-se de  $x_0$  a  $x_i$ ,  $dv_\gamma = -e$  e de  $x_i$  e  $x_f$ ,  $dv_\gamma = +e$ .

Aplicando (A.32) tem-se para  $dv_\gamma = -e$

$$dv_C = - \frac{1}{\alpha_2} \quad (\text{A.42})$$

e para  $dv_\gamma = +e$

$$dv_C = + \frac{1}{\alpha_2} \quad (\text{A.43})$$

Assim

$$x_0 = x_i - \frac{1}{\alpha_2} \quad (\text{A.44})$$

e

$$x_f = x_i + \frac{1}{\alpha_2} \quad (\text{A.45})$$

De (A.41) aplicado a (A.44) e (A.45)

$$\boxed{x_0 = q x_M - \frac{1}{\alpha_2}} \quad (\text{A.46})$$

$$x_f = q x_M + \frac{1}{\alpha_2} \quad (A.47)$$

Segundo (A.46) e (A.47) se diminuirmos os valores dos capacitores de ajuda a comutação  $\alpha$  aumenta e  $M_0$  tende a se confundir com  $M_i$

### INFLUÊNCIA DOS CAPACITORES DE AUXÍLIO A COMUTAÇÃO NO ABERTURA DOS TRANSISTORES

Para que a comutação no bloqueio do tiristor dual seja efetuada com menos perdas e para limitar o gradiente de tensão na abertura são utilizados capacitores de auxílio à comutação.

As duas expressões que traduzem que a comutação é perfeitamente assegurada se resumem em

$$y_f \geq 0 \quad (A.48)$$

$$x_f \leq x_M \quad (A.49)$$

Substituindo a equação (A.47) em (A.49) tem-se

$$q x_M + \frac{1}{\alpha_2} \leq x_M \quad (A.50)$$

donde



$$\boxed{X_M \geq \frac{1}{\alpha_2 (1 - q)}} \quad (A.51)$$

Trabalhando em um semiciclo ( $TR_1 - D_2$ ) é possível definir  $y_{\text{médio}}$  no primário do transformador de potência da estrutura

$$y_{\text{médio}} = \frac{IV_{\text{bmed}} \frac{N_S}{N_P}}{e} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (A.52)$$

Das expressões da carga no capacitor

$$q = CdV = I_C \Delta t \quad (A.53)$$

Para  $\Delta t = T_S/2$ ,  $\Delta V$  no capacitor vale  $2V_{C0}$  no intervalo considerado ( $TR_1 - D_2$ )

$$I_C = \frac{2V_{C0}}{\frac{T_S}{2}} = \frac{4C}{T_S} V_{C0} \quad (A.54)$$

Multiplicando e dividindo a expressão A.54 por "e"

$$I_C = \frac{4C}{T_S} \frac{V_{C0}}{e} \quad (A.55)$$

De A.25

$$I_C = \frac{4C}{T_S} X_M \cdot e \quad (A.56)$$

Em um semiciclo ( $TR_1 - D_2$ ) a corrente no capacitor é igual a corrente média no primário do transformador

$$I_C = IVb_{med} \frac{N_S}{N_P} \quad (A.57)$$

Assim, de (A.57) e (A.56)

$$IVb_{med} = \frac{4C}{T_S} X_M \cdot e \frac{N_P}{N_S} \quad (A.58)$$

Substituindo (A.52) em (A.58)

$$Y_{médio} = \frac{4C}{T_S} X_M \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (A.59)$$

$$Y_{médio} = \frac{4 X_M}{T_S} \sqrt{LC} \quad (A.60)$$

Da expressão de

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (A.61)$$

e de

$$f_S = \frac{1}{T_S} \quad (A.62)$$

substituídas em (A.60) resultam

$$y_{\text{médio}} = \frac{2 X_M f_s}{f_0 \pi} \quad (\text{A.63})$$

como

$$\frac{f_s}{f_0} = \frac{\pi}{\theta_C + \theta_D + \theta_{\text{comut}}} \quad (\text{A.64})$$

$$y_{\text{médio}} = \frac{2 X_M}{\theta_C + \theta_D + \theta_{\text{comut}}} \quad (\text{A.65})$$

A partir de (A.65) e (A.51) é possível concluir que existe um valor máximo do ângulo de condução do transistor para cada valor da tensão de carga ( $q$ ) e de tensão máxima nos bornes de C ( $X_M$ ) para o qual o diodo de roda-livre não conduz mais.

A limitação sobre o valor da tensão máxima nos bornes de C, (1.51), gera uma limitação sobre a corrente média de carga (1.52)

$$y_{\text{médio}} \geq \frac{2}{\pi} \frac{f}{f_0} \frac{1}{\alpha_2 (1 - q)} \quad (\text{A.66})$$

Para uma dada frequência de funcionamento ( $f/f_0$ ), determinados condensadores de ajuda à comutação na abertura ( $\alpha$ ) e determinada tensão de carga ( $q$ ), a corrente na carga deve ser superior a um valor crítico para permitir uma comutação correta dos tiristores duais. No plano ( $q \cdot y_{\text{médio}}$ ) essa limitação se

traduz por uma fronteira crítica de comutação além da qual o inversor se destrói. É evidente que quanto menores são os capacitores de auxílio à comutação na abertura mais é ampliado o limite de comutação.

### ASPECTO ENERGÉTICO DA COMUTAÇÃO

Será deduzida a seguir, a expressão que fornece a energia transmitida a carga na comutação que garante um alto rendimento no circuito de ajuda à comutação no bloqueio.

Seja a expressão : da corrente no capacitor

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (\text{A.67})$$

Na comutação

$$dv_c = \frac{(V_f - V_0)}{dt} \quad (\text{A.68})$$

Da expressão da energia aplicada à bateria de saída

$$E_N = V_b I_C \frac{N_P}{N_S} dt \quad (\text{A.69})$$

Substituindo

$$E_N = V_b C \cdot \left( \frac{V_f - V_0}{dt} \right) dt \quad (\text{A.70})$$

Assim

$$E_N = V_b \cdot C \cdot (V_f - V_0) \frac{N_P}{N_S} \quad (\text{A.71})$$

mas

$$q = \frac{|V_b \frac{N_P}{N_S}|}{e} \quad (\text{A.72})$$

Assim

$$E_N = q \cdot e \cdot C \cdot (V_f - V_0) \quad (\text{A.73})$$

Multiplicando (A.73) por  $e/e$  no intuito de parametrizar a expressão de energia tem-se

$$E_N = q \cdot e^2 \cdot C \cdot \left( \frac{V_f}{e} - \frac{V_0}{e} \right) \quad (\text{A.74})$$

Assim

$$E_N = q \cdot e^2 \cdot C \cdot (x_f - x_0) \quad (\text{A.75})$$

Observando os pontos M0 e MF verifica-se que eles separam um arco de círculo que não depende de  $q$  e de  $x_M$  e se a comutação se efetua normalmente, a energia é transmitida à carga independentemente do valor de  $\alpha_2$ ; ou seja a indutância transfere energia do capacitor  $C$  à carga e os capacitores de ajuda à comutação não intervêm na transferência. Isso significa que se isolarmos o circuito de saída do inversor (Figura A.1.8) e cur

to-circuitarmos o circuito até que haja um acréscimo de tensão  $\frac{2e}{\alpha_2}$ , o balanço energético da carga e circuito oscilante será o mesmo. No plano de fase isto se traduz pelo fato de que círculo centrado em  $(-q, 0)$  está entre os pontos M0 e MF.

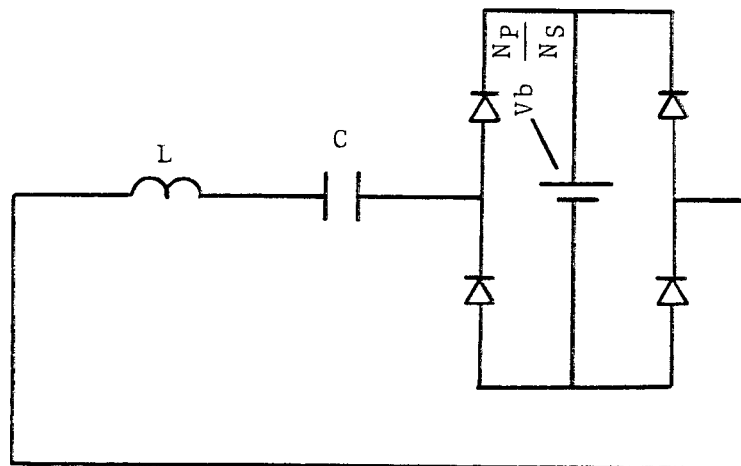


Figura A.1.8 - Circuito para Transferência de Energia

É importante lembrar que os pontos M0 e MF (comutação) são significativos sobre o arco de círculo uma vez que a comutação depende das grandezas do circuito oscilante evoluindo a pulsação  $\omega R$ .